RADIO UND FERNSEHEN

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO, FERNSEHEN, ELEKTROAKUSTIK UND ELEKTRONIK

6. JAHRGANG 1 JANUAR 1957



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN NO 18

AUS DEM INHALT

Titelbild:

Unser Bild zeigt die Aufnahme eines mit Transistoren bestückten Senders für 100 MHz (2 × OC 811 und 1 × 3 NC O 10 (S)) und eines NF-Verstärkers mit vier Transistoren (OC 811 und OC 810) des Applikationslabors des VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik »Carl von Ossietzky«, Teltow. Aufnahme: Glass

Verlag DIE WIRTSCHAFT
Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22
Telefon 530871, Fernschreiber 1448
Verlagsdirektor: Walter Franze
Radio und Fernsehen
Chefredakteur: Peter Schäffer
Verantw. Fachredakteur: Ing. Giselher Kuckelt
Lizenznummer: 4102
Anzeigenannahme: Verlag DIE WIRTSCHAFT und alle Filialen der DEWAG, z. Z. gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei III, Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,– DM

Die KW-Ausbreitung im Nov. 1956 und Vorschau für Januar 1957

Herausgegeben v. Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

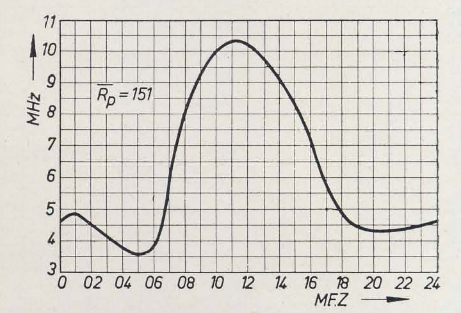
Der Ausbreitungsbericht wird ab sofort durch eine erweiterte Diagrammdarstellung ersetzt.

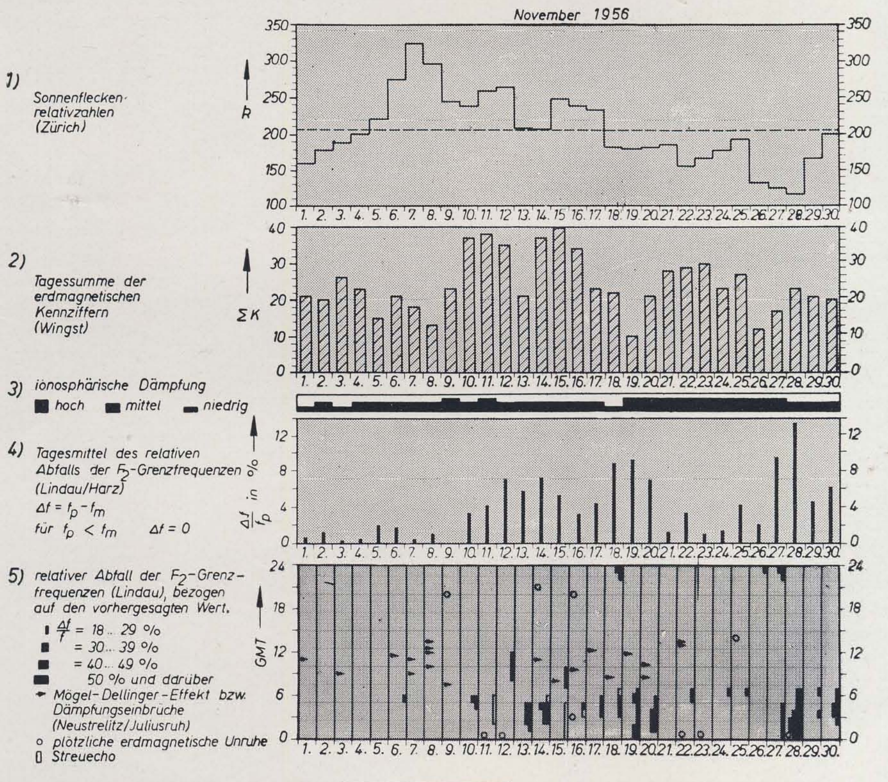
1. Sonnenfleckenrelativzahlen nach Beobachtungen der Schweizer Sternwarten mit Mittelwertangabe (arithmetisch).
2. Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern, unveränderte Darstellung.
3. Ionosphärische Dämpfung. Hier wird die Absorption in der Ionosphäre angegeben.
4. Mittlere relative Abweichungen der F_2-Grenzfrequenzen vom vorhergesagten Mittelwert nach unten. Bisher wurden die absoluten Abweichungen der Grenzfrequenzen in $^1/_{10}$ MHz für Tag und Nacht getrennt angegeben. Jetzt wird der gemessene Wert f_m der ordentlichen Komponente der Grenzfrequenz der F_2-Schicht mit dem entsprechenden Prognosenwert f_p verglichen. Für $f_m < f_p$ wird das Verhältnis $(f_p - f_m)/f_p$ gebildet. Der Tagesmittelwert der Abweichung in % ist im Diagramm dargestellt.
5. Relative Abweichungen der F_2-Grenzfrequenzen als Funktion der Tageszeit. Diese Darstellung soll den Funkern bei der Auswertung der Log-Bücher helfen. Aus dem Diagramm geht hervor, zu welcher Tageszeit ein Absinken der Grenzfrequenzen unter den vorhergesagten Wert beobachtet wurde. Verwendet werden hier der Vorhersagewert des Heinrich-Hertz-Instituts und die Messungen des Observatoriums Lindau i. Harz. Die Zeitskala wurde in GMT eingesetzt. Das Auftreten von Streuechos, die als Ionosphärenstörungen aufgefaßt werden, wird durch ein offenes Feld dargestellt. Entsprechend dem bei den Vorhersagen eingerechneten Sicherheitsfaktor werden Abfälle < 18 % nicht berücksichtigt.

Kurzzeitige und plötzliche starke Anstiege der Absorption, Mögel-Dellinger-Effekt bzw. Dämpfungseinbruch genannt, werden bei Impulsdämpfungsmessungen in Juliusruh auf Rügen auf 3,86 MHz und durch Feldstärkeregistrierungen in Neustrelitz auf 2,6 MHz festgestellt. Der plötzliche Einsatz erdmagnetischer Unruhe wird durch kleine Kreise markiert.

Vorschau für Januar 1957

Im Diagramm der voraussichtlichen mittleren Grenzfrequenzen der F_2-Schicht werden wir jetzt dazu übergehen, die ordentliche Komponente darzustellen. Sie liegt um 0,7 MHz unter der bisher gebrachten außerordentlichen Komponente. Bisher noch nicht vorgekommene Erscheinungen werden jeweils besonders erläutert. *Lge.*





Bestellungen nehmen entgegen

für die Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag

für die Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag. Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Für das Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: »Raznoiznos«, rue Tzar Assen 1, Sofia
Volksrepublik China: Guozi Shudian, 38, Suchoi Hutung, Peking
Volksrepublik Polen: Ars Polonia, Foksal 38, Warszawa
Rumänische Volksrepublik: Cartimex, Intreprindere de Stat pentru, Comertul Exterior, Bukarest 1, P. O. B. 134/135
Tschechoslowakische Volksrepublik: Artia AG, Ve směčkách 30, Praha II
UdSSR: Meshdunarodnaja Kniga, Moskau 200, Smolenskaja P 32/34
Ungarische Volksrepublik: »Kultura« Könyv és hirlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22



1. JANUARHEFT 6. JAHRGANG **1** | 1957

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

Wie und wohin?

Wenn man über die Perspektiven und konkreten Aufgaben diskutieren will, die sich für unsere Industrie, insbesondere die Rundfunkempfängerindustrie, aus der augenblicklichen Lage ergeben, so muß man sie kennen. Dazu einige Zahlen:

Tabelle I

Anzahl der erteilten Rundfunk- und Fernsehgenehmigungen in verschiedenen Ländern Europas, pro 1000 der Bevölkerung, Stand 1954:

Deutsche Demokratische Republik	260
Deutsche Bundesrepublik	246
CSR	200
Ungarn	125
Österreich	238
Italien	115
Frankreich	209
Holland	233
England	276

Tabelle II

Anzahl der erteilten Rundfunk- und Fernsehgenehmigungen in der Deutschen Demokratischen Republik und in der Deutschen Bundesrepublik pro 1000 der Bevölkerung:

Jahr	DDR	DBR
1953	243	234
1954	260	246
1955	277	258

Tabelle III

Anzahl der produzierten Rnndfunk- und Fernsehgeräte in der Deutschen Demokratischen Republik und in der Deutschen Bundesrepublik pro 1000 der Bevölkerung:

Jahr	DDR	DBR
1951	29,9	45,0
1952	36,0	46,5
1953	44,4	47,6
1954	52,0	51,6
1955	44,6	54,2

(Unterlagen: Statistisches Jahrbuch der Deutschen Demokratischen Republik, 1955, offizielle Angaben der Deutschen Bundespost, Statistisches Jahrbuch der U.N., 1955.)

Unterlagen für das Jahr 1956 liegen noch nicht vollständig vor; es gibt jedoch keinen Grund für die Annahme, daß sich die Tendenz der Entwicklung grundsätzlich verändert hätte.

Was zeigen diese Zahlen? Sie zeigen zunächst einmal, daß unter den vergleichbaren Industrieländern Europas die Anzahl der erteilten Rundfunkgenehmigungen pro Kopf der Bevölkerung in der Deutschen Demokratischen Republik mit am höchsten ist (Tabelle I). Die Deutsche Demokratische Republik steht tatsächlich noch vor Westdeutschland, sie wird nur von England übertroffen. Dieser Vorsprung der Deutschen Demokratischen Republik vor Westdeutschland wird bestätigt durch Tabelle II. Man darf allerdings die Anzahl der Rundfunkgenehmigungen nicht ohne weiteres mit der Anzahl der vorhandenen Rundfunkgeräte gleichsetzen, da für Zweitgeräte im gleichen Haushalt keine zweite Lizenz erforderlich ist. Immerhin demonstrieren diese Zahlen augenfällig sowohl die bereits erreichte Stufe des Wohlstandes in unserem Arbeiter- und Bauernstaat als auch die Leistungsfähigkeit unserer Industrie — unserer Arbeiter, Mechaniker, Techniker und Ingenieure — und ihrer Leitung.

Aber die Zahlen zeigen noch mehr. Aus Tabelle III ergibt sich, daß die Produktion von Rundfunk- und Fernsehempfängern pro Kopf der Bevölkerung in Westdeutschland etwas höher liegt als in der Deutschen Demokratischen Republik. Weshalb ist trotzdem die Anzahl der Rundfunkgenehmigungen pro Kopf der Bevölkerung in der Deutschen Demokratischen Republik etwas höher als in der Bundesrepublik? Auf einen Grund wurde schon hingewiesen, daß nämlich die Zweitgeräte in der Statistik der Rundfunkgenehmigungen nicht erscheinen. Ein zweiter Grund dürfte im Anteil des Exports an der Empfängerproduktion zu suchen sein. Nach Angaben des westdeutschen „Handelsblattes" vom 21. 11. 56 wurden zum Beispiel 1955 etwa 42,5% der in Westdeutschland hergestellten Empfänger, also fast die Hälfte, exportiert. 1956 liegen die Dinge ähnlich. Genaue Zahlen über den Anteil des Exports an der Empfängerproduktion in der Deutschen Demokratischen Republik konnte ich nicht ermitteln; aber es ist bekannt, daß er wesentlich kleiner ist als der der westdeutschen Industrie.

Was ergibt sich daraus? Die westdeutsche Industrie hat sich schon lange auf Kleinsuper und Kofferempfänger konzentriert. Laut „Funkschau" vom Juli 1956 liegen 34% der westdeutschen Geräteproduktion in den Preisklassen unter und bis 250 DM. Unsere sozialistischen Marktverhältnisse sind natürlich von denen in Westdeutschland verschieden. Aber wir müssen uns darüber im klaren sein, daß in dem Stadium der Entwicklung des Sozialismus, in dem sich die Deutsche Demokratische Republik befindet, Radioempfänger Waren sind, für die das Wertgesetz noch gilt. Auch wir werden gut daran tun, unsere Aufmerksamkeit auf die Produktion von Kleinsupern und Koffergeräten, die als Zweitgeräte in erster Linie in Frage kommen, zu richten. Bis jetzt gibt es bei uns kaum die einen oder die anderen, dafür aber eine Unzahl teurer Mittelsuper. Auf der Ausstellung in der Berliner Sporthalle im Oktober 1956 wurden 20 Mittelsuper im Preise von 400 bis 700 DM und 6 Großsuper im Preise von 750 bis 900 DM gezeigt, abgesehen von Truhen, Cocktailschränken usw. So kommen wir nicht weiter. Wir brauchen jetzt hauptsächlich Kleinsuper und Koffergeräte und wirklich exportfähige Spitzensuper, exportfähig sowohl qualitativ wie preislich; abgesehen selbstverständlich von Fernsehempfängern, auf die sich unsere Industrie 1957 mit Recht konzentrieren wird. Man muß endlich Ernst machen mit der Gerätetypisierung und der planmäßigen Verteilung der Produktionskapazität; man muß Ernst machen mit der Typisierung von Baugruppen und Bauteilen; man muß endlich an die Einführung von gedruckten Schaltungen herangehen.

Aus der verhältnismäßig großen Zahl von Radioempfängern in der Deutschen Demokratischen Republik ergibt sich noch eine weitere Schlußfolgerung: Dem Reparatur- und Kundendienst muß viel mehr Aufmerksamkeit geschenkt werden als bisher. Damit verbunden ist die Frage des Handwerks im Reparaturbetrieb, ferner die Frage seiner Versorgung mit Meßgeräten, die Frage des Nachwuchses usw.

Das sind einige Probleme, die sich aus einer Analyse der Lage der Rundfunkempfängerindustrie ergeben. Sie müssen gelöst werden, wenn auf die bisherigen stolzen Erfolge unserer Industrie weitere, noch größere folgen sollen. *P. S.*

KARL OTTO und HORST MÜLLER

Der Leitungsmechanismus im Halbleiter

Die Verfasser — beide Mitarbeiter der Abteilung Forschung und Entwicklung im VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik „Carl von Ossietzky" — eröffnen mit dieser Arbeit eine Artikelreihe, in der das Gesamtgebiet der Transistortechnik von der Physik bis zur praktischen Anwendung behandelt werden soll. Damit ist die Gewähr gegeben, unsere Leser über den Stand dieser jungen Technik aus zuverlässiger Quelle unterrichten zu können.

Nach einem Vorschlag des FNE sind die Halbleiter definiert als „kristalline Festkörper, deren Leitfähigkeitswert eine Zwischenstellung zwischen den beiden Extremfällen elektrischer Leiter, den Metallen und den Nichtleitern einnimmt". Trägt man die in der Elektrotechnik gebräuchlichen Stoffe in Abhängigkeit von ihrer Leitfähigkeit in ein Diagramm ein, so erkennt man, daß die Halbleiter den Raum zwischen den Metallen und den Isolatoren stetig ausfüllen (Bild 1). Die gute Leitfähigkeit der Metalle beruht auf dem Vorhandensein einer sehr großen Anzahl von freibeweglichen Elektronen — mindestens $10^{22}/cm^3$ — im Kristallgitter. Bei den Isolatoren sind alle im Atom vorhandenen Valenzelektronen im Kristallaufbau gebunden, „freie" Elektronen sind nicht vorhanden, so daß ein Elektrizitätstransport — d. h. Stromfluß — nicht möglich ist.

Bei einem Halbleiter, dessen Kristallaufbau störungsfrei ist, sind ebenfalls wie beim Isolator alle Valenzelektronen der Atome gegenseitig gebunden, das bedeutet, daß ein störungsfreier Halbleiter ebenfalls ein Isolator ist. Dieser Fall kommt jedoch in der Praxis kaum vor.

Durch geringe Verunreinigungen mit anderen Stoffen wird die Leitfähigkeit der Halbleiter wesentlich erhöht. Bei Einbau von Fremdatomen im Verhältnis : 1 Fremdatom auf 10^6 Eigenatome wird die Leitfähigkeit bereits um einige Zehnerpotenzen größer. Der Leitungsmechanismus des Halbleiters ist so kompliziert, daß er hier nur in sehr vereinfachter Form dargestellt werden kann.

Unter den Halbleitern, die für die technische Anwendung im Laufe der letzten Jahrzehnte besondere Bedeutung erlangt haben, sind die Elemente Selen, Germanium und Silizium her-

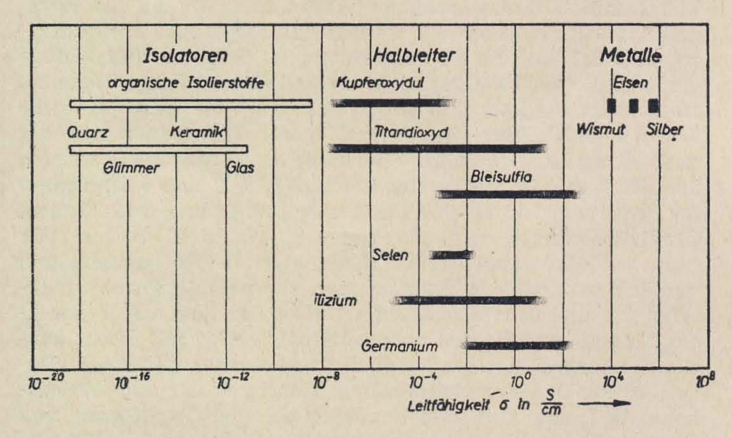


Bild 1: Leitfähigkeit fester kristalliner Körper. Die Leitfähigkeit der Halbleiter hat keine scharfen Grenzen (nach Dosse)

vorzuheben. Außer diesen Elementen haben eine Reihe von Verbindungen aus drei- und fünfwertigen Elementen — $A^{III}B^{V}$-Verbindungen — Halbleitereigenschaften, z. B. Indium-Arsenid, Indium-Antimonid u. a. Die $A^{III}B^{V}$-Verbindungen haben bis jetzt jedoch nur geringe technische Bedeutung erlangt. Von den zur Zeit in der Elektronik verwendeten Halbleiterwerkstoffen steht das Germanium an erster Stelle. Es soll deshalb der Halbleiter-Leitungsmechanismus am Germanium dargestellt werden.

Der Kristallgitteraufbau des vierwertigen Germaniums, der in Bild 2 dargestellt ist, zeigt, daß bei völlig störungsfreiem Aufbau alle vier Valenzelektronen gegenseitig gebunden sind. Es ist jedoch nur eine so kleine Energie — etwa 0,7 Elektronenvolt[1]) — notwendig, um den Gitteraufbau des Germaniums zu stören, daß bereits die Wärmebewegung der Atome ausreicht, um einzelne Bindungen aufzutrennen. Dabei werden Elektronen frei (Ionisation), die unter Einwirkung eines elektrischen Feldes so lange durch das Kristallgitter nach der positiven Seite wandern, bis sie an einer anderen Stelle wieder gebunden werden (Rekombination). Im Bild 3a verläßt das Elektron a das Ge-Atom und hinterläßt dabei das Loch b. Das Elektron c, das bei d ein Loch hinterlassen hat, rekombiniert mit dem Loch b. An den Stellen des Gitteraufbaues, an denen Elektronen herausgelöst wurden, bleiben Löcher zurück. Ein Loch oder Defektelektron wirkt durch das Fehlen der negativen elektrischen Ladung des abgewanderten Elektrons wie eine positive Elementarladung. In dieses Loch kann unter Einwirkung des Feldes verhältnismäßig leicht ein negatives Elektron aus einem danebenliegenden Atom nachdringen, wobei das Loch nach der negativen Seite des Feldes weiter rückt (Bild 3b). Das Defektelektron verhält sich also wie

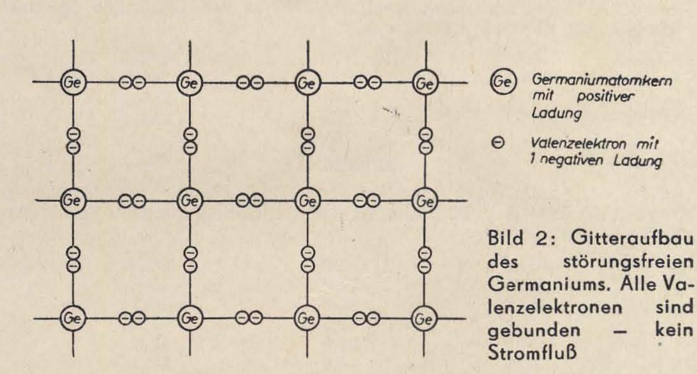


Bild 2: Gitteraufbau des störungsfreien Germaniums. Alle Valenzelektronen sind gebunden — kein Stromfluß

ein positiver Ladungsträger. Zur Vereinfachung der weiteren Darstellung wird deshalb angenommen, daß im Germanium zwei Ladungsträgerarten vorhanden sind: positive Löcher oder Defektelektronen und negative Elektronen. Diesen Leitungsmechanismus (Bild 4) des Germaniums, an dem negative Elektronen und positive Defektelektronen in gleicher Anzahl beteiligt sind, nennt man „Eigenleitung". Sie nimmt stark mit der Temperatur zu. Das ist leicht erklärlich, da bei höherer Temperatur infolge der stärkeren Schwirrbewegung der Atome im Kristallgitter leichter Elektronen herausgelöst werden können. Durch eine künstliche Störung des normalen Kristallaufbaues kann man die Leitfähigkeit des Germaniums erheblich erhöhen, dies geschieht im allgemeinen durch Einbau von Fremdatomen an die Stelle von Germaniumatomen — Dotieren —. Durch entsprechendes Dotieren, d. h. durch Erzeugen einer bestimmten Anzahl von Störstellen in einer gegebenen Menge reinsten Germaniums, kann man die Leitungseigenschaften des Germaniums

[1]) 1 Elektronenvolt ist die Energie in Wattsekunden, die aufgewendet werden muß, um die Elementarladung $e_0 = 1,6023 \cdot 10^{-19}$ Coul. zwischen zwei Orten eines elektrischen Feldes zu verschieben, zwischen denen die Potentialdifferenz 1 Volt besteht. $1 eV \triangleq 1,602 \cdot 10^{-19}$ Ws $\triangleq 1,602 \cdot 10^{-12}$ erg $\triangleq 3,827 \cdot 10^{-20}$ cal.

in beliebiger Weise beeinflussen. Im allgemeinen dotiert man Germanium mit dreiwertigen oder fünfwertigen Elementen.
Bei Einbau eines dreiwertigen Elementes, z. B. Indium, Aluminium o. a. in das Kristallgitter des Germaniums bleibt eine elektrische Ladung eines benachbarten Ge-Atoms ungebunden, da im dreiwertigen Fremdatom ein Valenzelektron für die Bindung mit dem vierwertigen Ge-Atom zu wenig vorhanden ist (Bild 5).
Dieses fehlende Elektron kann aus einem anderen benachbarten Ge-Atom mit wenig Energieaufwand abgetrennt werden, wobei dort ein positives Loch zurückbleibt, das sich beim Anlegen eines elektrischen Feldes, wie oben bereits beschrieben, durch den Kristall bewegen kann (Bild 6). Da dreiwertige Fremdatome Elektronen aufnehmen können, bezeichnet man sie als Akzeptoren. Sie werden durch Aufnahme eines Elektrons negativ ionisiert. Ein mit Akzeptoren dotiertes Germanium heißt p-leitendes Germanium, oder einfach p-Germanium, weil seine Leitfähigkeit durch positive Ladungsträger hervorgerufen wird. Diese Leitungsform heißt Mangelleitung, Defektleitung, Löcherleitung oder p-Leitung. Sie ist im Gegensatz zur Eigenleitung eine Störstellenleitung.
Bei Einbau eines fünfwertigen Elementes, z. B. des Arsens in das Ge-Kristallgitter bleibt ein Valenzelektron des Arsens ungebunden (Bild 7). Dieses Überschußelektron kann sehr leicht herausgetrennt werden. Es wandert bei Anlegen eines elektrischen Feldes, wie vorher beschrieben, durch das Germaniumkristallgitter (Bild 8). Das Arsenatom wird durch positive Ladung ionisiert. Das fünfwertige Fremdatom wird Donator genannt, weil es Elektronen abgibt. Mit Donatoren dotiertes Germanium heißt n-leitendes Germanium, oder n-Germanium, da die Leitfähigkeit durch negative Ladungsträger bewirkt wird.
Diese Leitungsart wird als Überschußleitung, Elektronenleitung oder n-Leitung bezeichnet. Sie ist ebenfalls eine Störstellenleitung.
Da praktisch immer Akzeptoren und Donatoren zugleich vorhanden sind, findet eine gegenseitige Neutralisation statt. Der Überschuß der einen Störstellenart bestimmt dann den Leitungstyp, d. h. ein Überschuß von Donatoren ergibt n-Germanium, ein Überschuß von Akzeptoren ein p-Germanium.
Die Mehrzahl der im Germanium vorhandenen Ladungsträger-

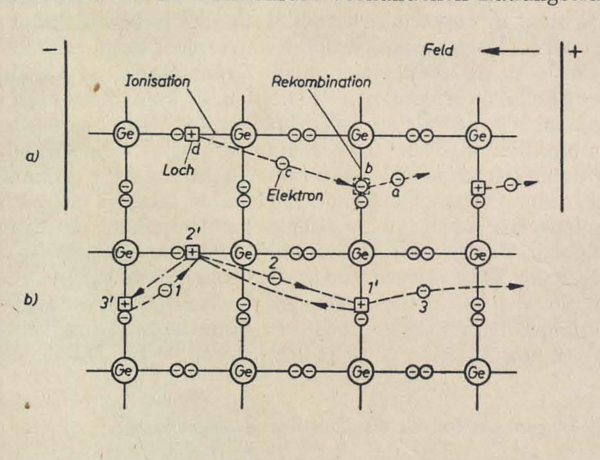


Bild 3: a) Durch die Wärmebewegung der Atome werden negative Elektronen aus dem Gitter herausgelöst. Dabei entstehen an den verlassenen Stellen positive Löcher
b) Die laufende Ionisation und Rekombination bewirkt eine Wanderung der Elektronen nach der Plusseite und eine entgegengetzte Wanderung der Löcher

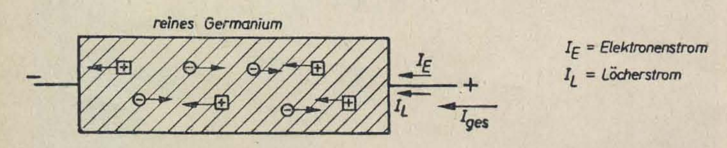


Bild 4: Eigenleitung des Germaniums. Der Gesamtstrom I_{ges} fließt in chtu ng

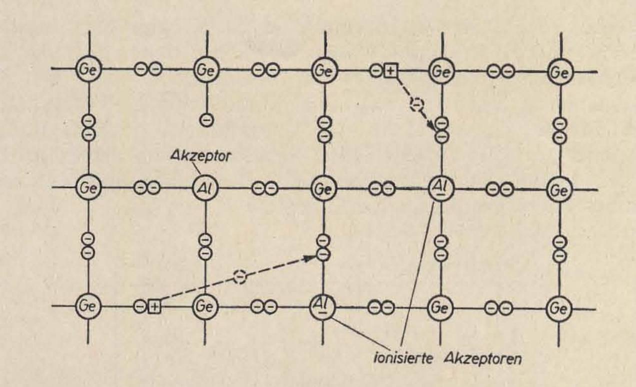


Bild 5: Germaniumkristall durch den Einbau von Akzeptoren (Aluminium gestört. Durch Ionisation der Akzeptoren entstehen Löcher

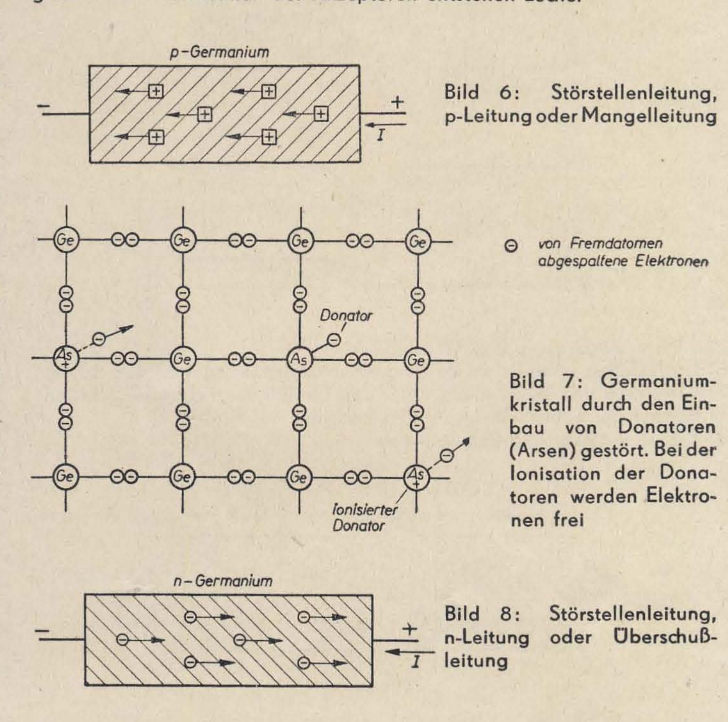


Bild 6: Störstellenleitung, p-Leitung oder Mangelleitung

Bild 7: Germaniumkristall durch den Einbau von Donatoren (Arsen) gestört. Bei der Ionisation der Donatoren werden Elektronen frei

Bild 8: Störstellenleitung, n-Leitung oder Überschußleitung

art, die den Leitungstyp bestimmt, heißt Majoritätsträger, die andere Ladungsträgerart heißt analog Minoritätsträger.
Vereinigt man p-Germanium mit n-leitendem, so entsteht zwischen beiden eine Grenzschicht (Bild 9a), deren Eigenschaften für die Gleichrichterwirkung der pn-Verbindung ausschlaggebend ist. Um die Darstellung der Vorgänge in der Grenzschicht zu vereinfachen, sei angenommen, daß die gleiche Zahl von Ladungsträgern sowohl im p-Gebiet als auch im n-Gebiet vorhanden sei. Das bedeutet, daß die pn-Verbindung nach außen neutral ist, wobei noch zugleich vorausgesetzt wird, daß keine äußere Spannung an der pn-Verbindung liegt.
In der Grenzschicht wird nun infolge der Wärmebewegung das Ladungsgleichgewicht dadurch gestört, daß Löcher aus dem p-Gebiet in das n-Gebiet eindringen und umgekehrt Elektronen aus dem n-Gebiet in das p-Gebiet. Auf der p-Seite der Grenzschicht entsteht dadurch ein Überschuß von negativen Ladungen, der sich aus der Ladung der zugewanderten Elektronen und der Akzeptorenladung zusammensetzt. Im n-seitigen Gebiet der Grenzschicht ergibt sich dagegen ein Überschuß an positiven Ladungen, der sich in diesem Falle aus der Donatorenladung und der Ladung der eindiffundierten Löcher zusammensetzt. Das elektrische Feld zwischen dem positiven n-Gebiet und dem negativen p-Gebiet wirkt der Diffusion entgegen. Unter dem Einfluß von Feld und Diffusion bildet sich in der Grenzschicht eine Raumladung aus, deren Verteilung in Bild 9b dargestellt ist. Innerhalb der Grenzschicht bildet sich dabei eine schmale Zwischenschicht aus, die fast frei von Ladungsträgern ist und die dadurch wie ein Widerstand zwischen n- und p-Gebiet wirkt. Die Raumladung bewirkt in der Grenzschicht ein inneres elektrisches Feld und eine Potentialstufe, auf

der die Gleichrichterwirkung der pn-Verbindung beruht (Bild 9c und d). Feld und Wärmediffusion gleichen sich aus, so daß zwischen p- und n-Gebiet kein Strom fließt.
Beim Anlegen einer äußeren Spannung an eine pn-Verbindung wird das Gleichgewicht in der Grenzschicht gestört. Dabei müssen zwei Fälle unterschieden werden, die von der Polarität der angelegten Spannung abhängig sind, nämlich Sperrung des Stromes und Durchlassen des Stromes.

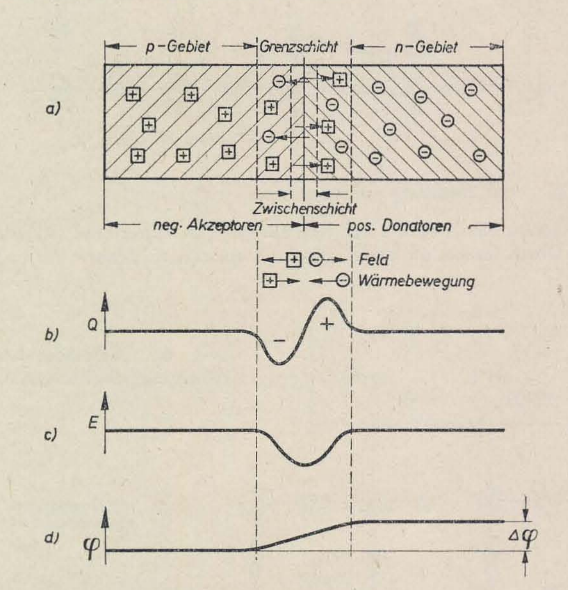


Bild 9: pn-Verbindung und Grenzschicht
a) Nach außen neutrale pn-Verbindung und Entstehung der Raumladung
b) Verteilung der Raumladung unter dem Einfluß von Feld und Diffusion
c) Verlauf der Feldstärke in der Grenzschicht
d) Potentialverlauf und Potentialstufe

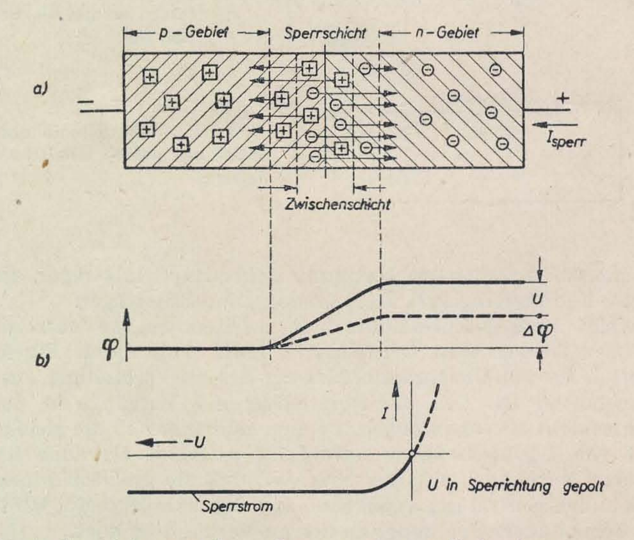


Bild 10: Stromleitung in Sperrichtung in einer pn-Verbindung
a) Bildung der Sperrschicht durch Anheben des n-Potentials
b) Erhöhung der Potentialstufe und Verlauf des Sperrstromes

Legt man die äußere Spannung so an die pn-Verbindung an, daß der Pluspol der Batterie am n-Germanium liegt, wird das Potential des n-Gebietes gegenüber dem des p-Gebietes angehoben. Dadurch fließen die Löcher und Elektronen aus der Grenzschicht in das n- bzw. p-Gebiet ab (Bild 10a). Die Zahl der Ladungsträger in der Grenzschicht wird erheblich vermindert, die Zwischenschicht wird breiter und ihre Leitfähigkeit so schlecht, daß die Grenzschicht zur Sperrschicht wird. Die Potentialstufe in der Grenzschicht erhöht sich um den Betrag der äußeren Spannung (Bild 10b).
Wenn sowohl im p- als auch im n-Gebiet reine Störstellenleitung vorliegt, fließt kein Strom. In Wirklichkeit ist neben der Störstellenleitung auch immer Eigenleitung vorhanden, bei welcher, wie bereits oben beschrieben, laufend Trägerpaare entstehen und

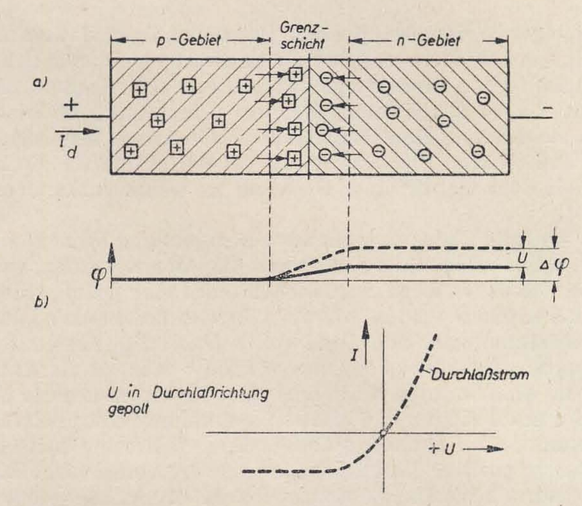
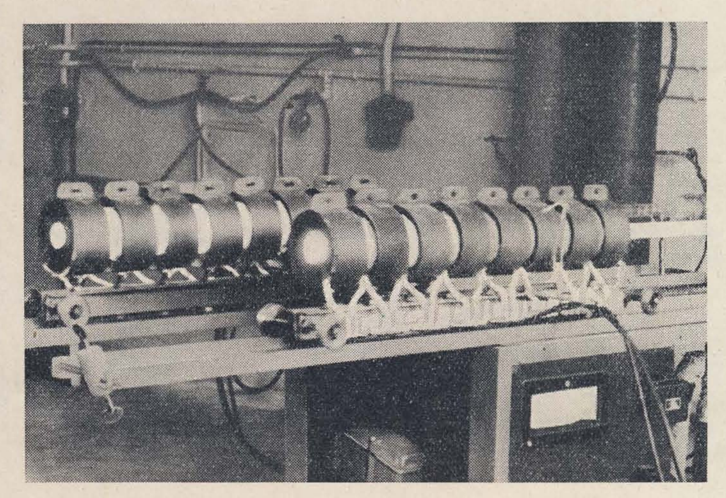


Bild 11: Stromleitung in Durchlaßrichtung in einer pn-Verbindung
a) Abbau der Grenzschicht durch Verminderung des n-Potentials
b) Abbau der Potentialstufe und Verlauf des Durchlaßstromes

rekombinieren. Im n-Gebiet befinden sich dadurch neben den positiven Donatoren auch Defektelektronen und im p-Gebiet außer den negativen Akzeptoren auch Elektronen. Diese Trägerpaare verursachen einen geringen Sperrstrom, der schon bei kleinen Sperrspannungen gesättigt ist. Mit steigender Temperatur wird die Eigenleitung größer, wodurch der Sperrstrom ansteigt.
Legt man die äußere Spannung an die pn-Verbindung so an, daß der Pluspol der Spannungsquelle am p-Gebiet liegt, so steigt das Potential des p-Gebietes gegenüber dem des n-Gebietes an. Zunächst werden dann sowohl Löcher als auch Elektronen in großer Anzahl in die Grenzschicht gedrückt, sie wird dadurch gut leitend — die Zwischenschicht verschwindet (Bild 11a). Die Potentialstufe der Grenzschicht wird um den Betrag der äußeren Spannung kleiner (Bild 11b). Infolge der Erhöhung der Leitfähigkeit der Grenzschicht steigt der Durchlaßstrom mit der Spannung exponentiell an. Das Zufließen erheblicher Mengen von Löchern und Elektronen zur Grenzschicht führt zu verstärkter Rekombination, d. h. der Löcherstrom wird in der Grenzschicht in immer stärkerem Maße durch den Elektronenstrom übernommen, dabei wird die Grenzschicht immer schmaler. Die Stärke der Rekombination in der Grenzschicht ist abhängig von der Zahl der vorhandenen Störstellen, sie kann also durch die Art und Zahl der Störstellen beeinflußt werden. Durch eine starke Rekombination wird die Grenzschicht schneller schmaler, d. h. der Durchlaßstrom steigt steiler an. Macht man die Rekombination in der Grenzschicht jedoch klein, so können viele Elektronen bzw. Löcher durch die Grenzschicht hindurch als Minoritätsträger in das p- bzw. n-Gebiet eindringen. Dies ist für die Funktion der Transistoren von wesentlicher Bedeutung.
Man kann also mit Hilfe einer entsprechenden Dotierung das Rekombinationsvermögen des Germaniums so beeinflussen, daß es für den gewünschten Verwendungszweck — für Dioden oder

Bild 12: Innennutenöfen für das Zonenschmelzverfahren



Transistoren — am besten geeignet ist. Die Dotierung erfolgt in einem besonderen Arbeitsgang bei der Herstellung von Germaniumeinkristallen.
Das Germanium ist ein seltenes Metall, das im Jahre 1886 von Winkler in der Freiberger Bergakademie erstmalig rein hergestellt wurde, nachdem sein Vorhandensein bereits 1869 von Mendelejew bei der Aufstellung des periodischen Systems der Elemente vorausgesagt wurde. Winkler gab diesem Metall den Namen Germanium. Es kommt in vielen Mineralien in sehr kleinen Mengen vor. Die Hauptquellen für die Gewinnung ausreichender Mengen von Germanium sind heute die Abfälle der Zinkproduktion und Steinkohlenasche.
Aus diesen Ausgangsstoffen erzeugt man zunächst Germaniumdioxyd, ein weißes Pulver, das mit gereinigtem Wasserstoff bei 600° C zu Germaniumpulver reduziert wird. Dann schmilzt man das Ge-Pulver im Vakuum zu kleinen etwa 100 bis 150 mm langen und 10 mm starken Barren. Der Schmelzpunkt des Germaniums liegt bei 937,5° ± 5° C. Diese Ge-Barren enthalten jedoch eine große Anzahl von Verunreinigungen, die bis zu einem sehr hohen Reinheitsgrad — 10^{13} bis 10^{16} Ge-Atome je Fremdatom — entfernt werden müssen. Die Reinigung erfolgt, da chemische Methoden versagen, durch ein physikalisches Verfahren, das Zonenschmelzen. Hierbei werden mehrere der vorerwähnten kleinen Barren in einem Quarzschiffchen unter Vakuum durch acht Innennutenöfen mit einer Temperatur von 1050° C gezogen. Die Ziehgeschwindigkeit liegt bei einigen Zentimetern pro Stunde (Bild 12). Die Verunreinigungen setzen sich bei diesem Verfahren an den Enden des Barrens ab, die abgetrennt und weiter gereinigt werden.
Ist die notwendige Reinheit des Germaniums durch mehrmaliges Zonenschmelzen erreicht, wird es mit den entsprechenden Beimengungen — Arsen, Gallium, Zink usw. — im Schmelztiegel einer Kristallzieheinrichtung (Bild 13) bei 1050° C eingeschmolzen. Nach dem Schmelzen wird die Ofentemperatur bis dicht an den Schmelzpunkt des Germaniums auf 980° ± 0,5° C herabgesetzt. Aus dieser Schmelze wird dann mittels eines Impfkeimes, das ist ein kleines Stückchen Germanium-Einkristall, unter ständigem Drehen ein Germanium-Einkristall gezogen. Die Ziehgeschwindigkeit beträgt etwa 7 cm pro Stunde. Bild 14 zeigt einen fertig gezogenen Germanium-Einkristall. Das Mittelstück reicht für etwa 1000 Transistoren. Die Enden sind meistens nicht brauchbar, da ihre Leitungseigenschaften nicht den Anforderungen genügen. Das Mittelstück wird mit Diamantschneidscheiben in kleine Plättchen geschnitten, die je nach ihrer Verwendung für Dioden oder Transistoren verschiedene Größen und Stärken haben. Die pn-Verbindungen werden erst während des Fertigungsablaufes der Halbleiterbauelemente hergestellt.

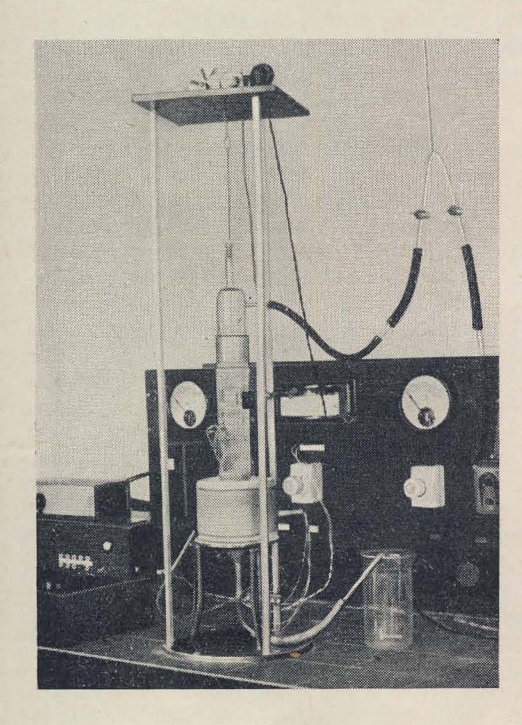


Bild 13: Laborzieheinrichtung für Germanium-Einkristalle

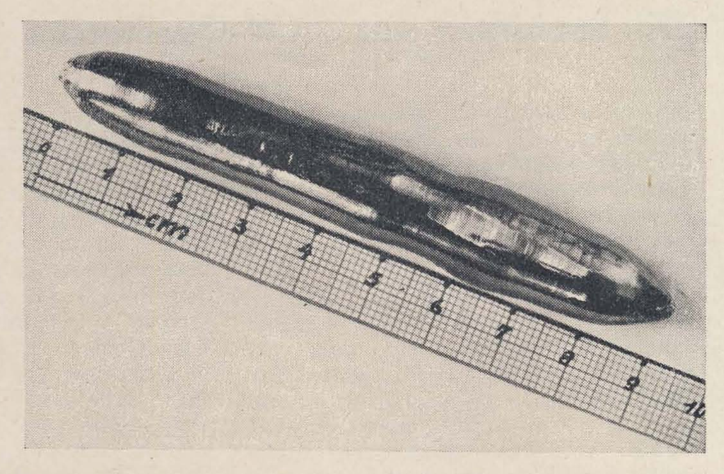


Bild 14: Fertig gezogener Germanium-Einkristall

Literatur über Transistortechnik

Besse: Theorie und Technik der Kristalldioden und Transistoren (sowj.), Moskau 1951.
Coblenz & Owens: Transistor-theory and application. Mc-Graw-Hill Publ., N. Y. 1955.
Dosse: Der Transistor, Verlag Oldenbourg, München 1955.
Dr. F Eckart: Physik und Technik der Germanium-Transistoren, Nachrichtentechnik Nr. 3 (1953) S. 121 bis 126.
Dr. Falter: Der Transistor, ein Bauelement der Halbleiter-Elektronik, seine Physik und Technik, Vortrag auf der 5. Jahrestagung in Weimar 1954.
Fritzsche-Wicht: Halbleiter, Verlag Knapp, Halle 1953.
Henisch: Semi-Conducting Materials, Butterworth Sci. Publ. London 1951.
H. Krömer: Zur Theorie des Germaniumgleichrichters, Z. f. Physik 1953, S. 435 bis 450.
Meyrick: Ten Years of Semi-Conducting Materials and Transistors, Pye, Cambridge, England, 1954.
Milward: Introduction to transistor electronics I. Physical basis of conduction in semi-conductors, Wirleless World, Febr. (55) S. 60 bis 65.
Malsch: Transistoren I, Die physik. Vorgänge, die der Stromleitung in Halbleitern vom Typ des Siliciums und des Germaniums zugrunde liegen, AEU Nr. 9 (1951) S. 139 bis 148.
Neidhardt: Physikalische Grundlagen der Halbleiter.
Penin: Die wesentlichen physik. Eigenschaften von Kristalldioden und -trioden.
Rost: Kristalloden-Technik, Wilh. Ernst & Sohn, Berlin 1954.
Say: Crystal Rectifiers and Transistors, George Newnes, London 1955.
Schottky: Halbleiterprobleme, Teil I, Vieweg & Sohn 1954, Teil II, Vieweg & Sohn 1955.
Schottky: Zur Halbleiter-Theorie, Z. f. Physik Bd. 113, S. 367 bis 414 und S. 539 bis 592.
Shea: Principles of Transistor Circuits, John Wiley Sons New York 1954.
Shockley: Electrons and Holes in Semiconductors, D. van Nostrand Co., New York 1954.
Spenke: Elektronische Halbleiter, Springer 1955.
Spenke: Die phys. Wirkungsweise der Gleichrichter und Transistoren.
Strutt: Transistoren, Hirzel, Zürich 1954.
Tillmann: Der Transistor, Teil I und II.
Wright: Semiconductors, Methuen & Co., London 1950.
Transistoren-Ausstellung in Paris, Elektr. Rundschau Nr. 4 (1956) S. 116.
New Transistor Technology announced by Laboratories, Bell Lab. Rec. Nr. 2 (1956) S. 76 bis 77.
Tabelle der Raytheon-Transistoren, Electronics, Juli 1956 S. 18.
Vergleichstabellen deutscher und amerikanischer Transistoren, Funkschau Nr. 14 (1956) S. 589 bis 590.
Transistor-Symbole, Funkschau Nr. 10 (1954) S. 196 bis 197.
Der Schmelz-Abschreck-Prozeß zur Transistor-Herstellung, radio-mentor Nr. 5 (1956) S. 328 bis 329.
Reinheit: Das A und O der Transistor-Herstellung, radio-mentor Nr. 12 (1954) S. 648.
Zum Stand der Transistortechnik in Deutschland, radio-mentor Nr. 12 (1954) S. 677 bis 679.
Grundzüge der Transistorerzeugung, Radiotechnik Nr. 7/8 (1955) S. 267.
Schaltungsbeispiele von Transistoren, Radiotechnik Nr. 9 (1955) S. 295.
Transistor Symbols, Wireless World Nr. 8 (1955) S. 366 und Nr. 5 (1955) S. 201.
1955 Transistor Specification Chart, Tele-Tech Nr. 9 (1955) S. 1 bis 7.
Millionth Transistor, Radio-Electronics Nov. 1954 S. 74.
Beneking: Kennwerte von Transistoren, AEU Nr. 2 (1954) S. 69 bis 74.
Büll: Neues vom Transistor, Funkschau Nr. 9 (1953) S. 160.
Engbert: Vergleich der Transistor-und Röhrenkennlinien, Funk-Technik Nr. 20 (1955) S. 583 bis 584.
Fink: Transistors versus Vacuum Tubes, Proc. IRE Nr. 4 (1956) S. 479.
Fisk: A Foreword on transistors, Bell Lab. Rec. Nr. 6 (1954) S. 210.
Güntherschule: Neue Entwicklungen auf dem Transistorgebiet in USA, radio-mentor Nr. 7 (1956) S. 438.
Henker: Kenngrößen des Transistors bei schwachen Wechselströmen, AEÜ Nr. 5 (1954) S. 213 bis 216.
Herzog: Zur Erzielung höchster Verstärkung bei nichtangepaßten Transistoren, AEÜ Juni 1954, S. 279 bis 282.

Wird fortgesetzt

Die Stabilität des UKW-Oszillators

Vom Oszillator im UKW-Überlagerungsempfänger wird eine Frequenzkonstanz verlangt, wie man sie sonst nur von Präzisions-Meßsendern fordert. Die Kanalbreite von 300 kHz = 0,3 MHz bei einer Trägerfrequenz von 100 MHz bedeutet eine Frequenzgenauigkeit von $\frac{0,3}{100} = 3 \cdot 10^{-3}$ (entsprechend 0,3%). Darüber hinaus besteht aber eine noch viel schwerer zu erfüllende Forderung: Der Oszillator darf nicht weglaufen! Er soll nach Möglichkeit nicht mehr als etwa 50 kHz von seiner Sollfrequenz durch Temperaturgang, Spannungsschwankungen, Feuchtigkeitseinflüsse und Röhreneinflüsse abweichen. Das bedeutet aber eine Frequenzgenauigkeit von 0,05%!

Das Laufen des Oszillators hat, wie bereits angedeutet, im wesentlichen vier Ursachen: Als wichtigste den Temperaturgang der Schaltelemente, der durch den Temperaturkoeffizienten (TK) erfaßt wird. Spulen zum Beispiel haben einen positiven und keramische Kondensatoren einen zwischen $+150 \cdot 10^{-6}$ und $-1500 \cdot 10^{-6}$ liegenden TK. Dabei bedeutet z. B. die Angabe: $TK = 1000 \cdot 10^{-6}$, daß der betreffende Kondensator bei einer Temperaturänderung von 1° C seine

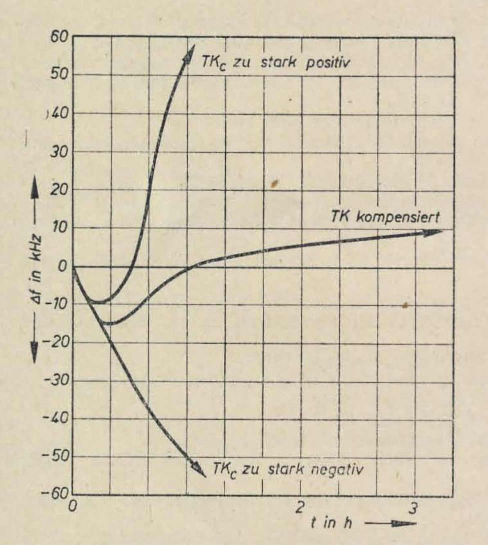


Bild 1: Einfluß der Temperaturkoeffizienten von Kondensatoren auf das Laufen des Oszillators

Kapazität um $1000 \cdot 10^{-6} = 1 \cdot 10^{-3}$ entsprechend 0,1% ändert. Bild 1 zeigt verschiedene Laufkurven eines Oszillators, bei dem die an sich vorhandene Temperaturkompensation (mittlere Kurve) absichtlich einmal durch zu stark negative (obere Kurve) und zum anderen durch zu stark positive TK (untere Kurve) von keramischen Kondensatoren verändert und damit natürlich verschlechtert wurde. Die Kapazitätsschwankungen der Kondensatoren beginnen sich bereits einige Minuten nach dem Einschalten des Gerätes bemerkbar zu machen, wenn die Wärme der Röhren allmählich auf die Schaltelemente übergeht. Die häufig im UKW-Baustein benutzte Doppeltriode ECC 85 ist dabei als ein Wärmegenerator zu betrachten, der etwa 6 W an Wärme entwickelt, die nur zum Teil in den umgebenden Raum abgestrahlt wird, zu einem größeren Teil geht sie über die Röhrenfassung und die Abschirmung der Röhre hinweg auf den UKW-Baustein über und heizt ihn nach etwa zwei Stunden Betrieb auf eine Temperatur von rund 60° C auf. Das bedeutet, daß die Schaltelemente im Innern des Bausteines — ausgehend von der Zimmertemperatur — etwa um 40° C in der Temperatur erhöht werden und in ihren TK-Werten so ausbalanciert sein müssen, daß sich im Mittel die verschiedenen gegenläufigen Schwankungen aufheben. Dabei ist noch zu berücksichtigen, daß sich die Schaltelemente nicht gleichzeitig, sondern meist nacheinander, je nach der räumlichen Entfernung von der Röhre, erwärmen.

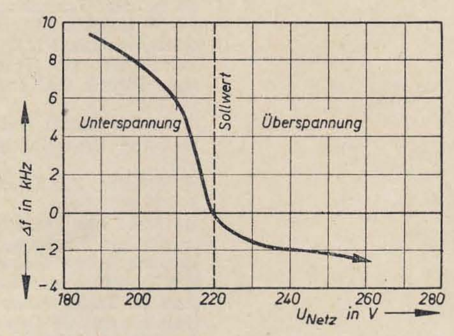


Bild 2: Oszillatorfrequenzabweichung in Abhängigkeit von der Netzspannung

Aus diesem Grunde muß nicht nur eine Gesamtkompensation, sondern auch teilweise eine Einzelkompensation von den Schaltelementen durchgeführt werden, die einmal näher an der Röhre und einmal weiter entfernt sind.

Man könnte annehmen, daß die Netzspannung einen erheblichen Einfluß auf den Oszillator eines UKW-Empfängers ausübt. Erstaunlicherweise ist aber, wie Bild 2 zeigt, der Einfluß von Netzspannungsschwankungen auf den Frequenz-Sollwert recht gering. Selbst bei Schwankungen um ± 20% wird die Frequenz des Oszillators um nicht mehr als etwa 10 kHz verändert. Bild 2 läßt darüber hinaus erkennen, daß Unterspannung schädlicher als Überspannung ist. Das ist auch leicht verständlich, wenn man bedenkt, daß bei Unterspannung die Ergiebigkeit der Katode nachläßt und die Röhre sich gleichsam im Anheizzustand befindet. Die Elektronenwolke in der Nähe des Steuergitters ist dabei kleiner als im Normalzustand, so daß die Eingangskapazität der Röhre kleinere Werte annimmt. Mit abnehmender Netzspannung muß daher die Frequenz des Oszillators nach positiven Werten davonlaufen.

Wasser besitzt eine Dielektrizitätskonstante (DK) von 80, das heißt, geringste Mengen von Feuchtigkeit, die sich auf den Schaltelementen niederschlagen, erhöhen die Kapazität nicht nur von Kondensatoren, sondern auch zum Beispiel die Windungs- und Lagenkapazität von Spulen erheblich. So hat eine ganz feine Feuchtigkeitsschicht auf den Platten des Drehkondensators zur Folge, daß der Plattenabstand gleichsam geringer wird und sich damit die Kapazität etwas vergrößert. Noch schlimmer sind die Feuchtigkeitseinflüsse auf Trimmer, bei denen sich gern in den feinen Luftspalten zwischen den Abgleichteilen Feuchtigkeit ansetzt. Schaltet man einen solchen feuchten UKW-Baustein ein, so wird durch die entstehende Wärme die Feuchtigkeit ausgetrieben und die zuerst zu großen Kapazitäten werden allmählich kleiner, das heißt, die zuerst eingestellte Oszillatorfrequenz läuft nach höheren Werten fort. Bild 3 zeigt ein typisches Beispiel für einen UKW-Tuner, den man längere Zeit größerer Luftfeuchtigkeit ausgesetzt hat. Man erkennt, wie nach etwa 5 Minuten durch Verdampfen der dem Baustein anhaftenden Wasserreste die Kapazität der im Baustein enthaltenen Kondensatoren zunehmend kleiner wird und die Frequenz nach positiven Werten davonläuft. Nach etwa 45 Minuten schaltete man das Gerät ab und überließ es sich selbst. Als es nach einiger Zeit wieder ausgekühlt war, setzte man den Empfänger erneut in Betrieb und stellte den Sender neu ein. Diesmal dauerte es etwa 20 Minuten, bis die Temperatur des Bausteins groß genug wurde, um weitere Feuchtigkeitsreste aus dem Innern des Bausteins herauszutreiben. Nach einer knappen Stunde begann die Frequenz wieder nach positiven Werten davonzulaufen. Beim dritten Einschalten, das nach inzwischen erfolgter Auskühlung wieder nach mehreren Stunden erfolgte, zeigte sich bereits, daß man schon fast zwei Stunden warten mußte, bis wieder restliche Feuchtigkeitsreste verdunsteten. Nach mehrtägigem normalen Gebrauch des UKW-Empfängers ist der Tuner völlig ausgetrocknet und hat seinen Endzustand angenommen, in dem er praktisch nicht mehr fortläuft, sondern seinen eingestellten Frequenzwert mit der beachtlichen Genauigkeit von etwa 22 kHz (0,022%) beibehält.

Das Fortlaufen der Frequenz unter dem Einfluß von Feuchtigkeit kann somit nur dann eintreten, wenn ein Gerät längere Zeit nicht benutzt und in feuchten Räu-

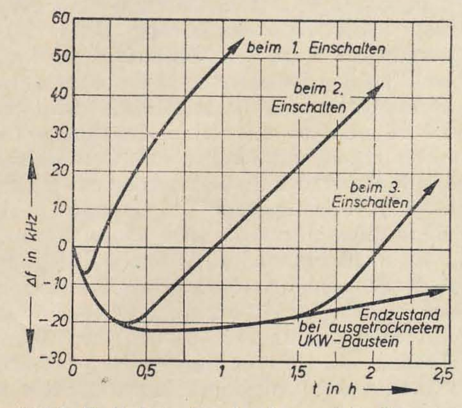


Bild 3: Einfluß der Feuchtigkeit auf die Frequenz

men gelagert wurde. Nach spätestens zwei Tagen ist alle Feuchtigkeit durch die Röhrenwärme ausgetrieben und der UKW-Baustein hat die erforderlichen guten Stabilitätseigenschaften.

Wie bereits erwähnt, ist das Gitter einer Röhre von einer Elektronenwolke umhüllt, die zur Anode strebt. Wenn die Röhre angeheizt wird, sind zunächst wegen des noch schwachen Anodenstromes wenig Elektronen vorhanden. Erst nach etwa 20 Minuten ist die Röhre (ECC 85, EC 92 u. a.) völlig durchgewärmt und der Elektronenfluß konstant geworden. Die Elektronenwolken bilden gegen das Gitter eine Kapazität; sind nur wenig Elektronen vorhanden, ist die Kapazität gering, mit zunehmender Elektronenzahl wird die Kapazität größer. Diese „Elektronenkapazität" liegt zum Schwingkreis parallel und hat zur Folge, daß mit fortschreitender Nachheizung die Schwingkreiskapazität zunimmt. Die Frequenz beginnt nach niederen Werten zu wandern!

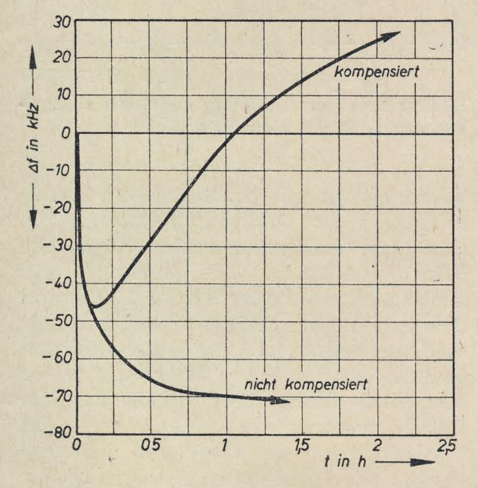


Bild 4: Einfluß der Röhre auf die Frequenz

Bild 4 zeigt den Einfluß der veränderlichen (vom Anheizvorgang der Röhre abhängigen) Kapazität bei einem älteren UKW-Baustein mit zwei Röhren EC 92, bei dem der Oszillatorkreis in der an sich sehr stabilen ECO-Schaltung arbeitet (untere Kurve). Der Nachteil dieser Schaltung besteht darin, daß der Schwingkreis parallel zur Gitter-Katodenstrecke der Röhre liegt (das Gitter ist am heißen Ende des Schwingkreises angeschlossen!). Somit geht die Röhreneingangskapazität voll in die Kreiskapazität ein. Bild 4 macht deutlich, wie die Frequenz nach dem Anheizen schnell nach niederen Frequenzwerten zu abrutscht. Man erkennt ferner, daß der Anheizvorgang der Röhre nach etwa 40 Minuten praktisch beendet ist. Man hat den Einfluß der Röhre auf die Frequenz dadurch zu kompensieren versucht, daß man unmittelbar an die Röhrenfassung einen kleinen Kondensator mit stark negativem TK anlötete. Aus der oberen Kurve in Bild 4 ist zu ersehen, wie bereits nach rund 5 Minuten die Röhrenwärme über die Anschlußfahnen der Fassung auf den entgegengesetzt wirkenden Kondensator übertragen wurde und dadurch die Oszillatorlaufkurve wieder auf den Sollwert zurückgeführt wird und sogar zu positiven Werten strebt. Der zusätzliche Kondensator mit dem negativen TK muß sehr kurz angelötet werden und die Stärke der Anschlußdrähte genau vorgeschriebene Werte besitzen, damit nicht zu viel

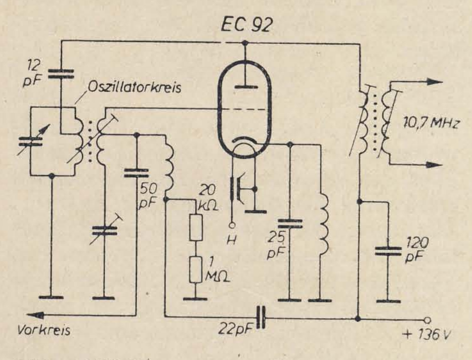


Bild 5: UKW-Baustein von Graetz

und nicht zu wenig Wärme auf ihn übertragen wird.

Bei den neuesten UKW-Bausteinen vermeidet man die geschilderte Schwierigkeit, indem der Oszillator-Abstimmkondensator über eine kleine Kapazität (≈ 12 pF) an die Anode einer EC 92 angekoppelt wird (Bild 5). Diese kleine Kapazität wirkt gleichzeitig als Abstimmkapazität des ersten ZF-Kreises. Mit dieser Schaltung erreicht man, daß Änderungen der Gitterkapazität den Kreis nicht verstimmen (Graetz).

Nach Nordmende- und Graetz-Informationen

E. N. SINGER und H. R. CALER

Eine Breitbandantenne für Feldstärkemeßgeräte

Viele UKW- und Dezimeterfeldstärkemeßgeräte verwenden eine normale Dipolantenne. Dieser Dipol erfordert für jede Frequenz eine Neueinstellung, und sofern das Meßgerät einen unsymmetrischen Eingang besitzt, muß zusätzlich eine entsprechende Symmetrierleitung abgeglichen werden. In einem solchen Fall sind Ausbreitungsmessungen über einen großen Frequenzbereich mühevoll und zeitraubend.

Es wurden daher eine Breitbandantenne und ein Symmetrierglied, die beide keinen Nachabgleich über den Bereich von 88 bis 400 MHz erfordern, für Meßgeräte mit einem unsymmetrischen Eingang von 50 Ω entwickelt. Die Angaben für die Konstruktion einer solchen Antenne wurden in allgemeingültiger Form zusammengestellt, so daß hiernach Antennen für alle Frequenzbereiche im UKW- und Dezimeterbereich mit einem Frequenzverhältnis von 4,5 : 1 konstruiert werden können.

Die Spannung, die diese Breitbandantenne abgibt, sollte theoretisch genauso groß wie beim Normaldipol sein und diesen somit ersetzen, wobei außerdem gefordert wurde, daß der Fußpunktwiderstand über den ganzen Frequenzbereich bei möglichst kleinem Blindanteil nahezu konstant bleibt. Auch soll sich die Feldlinienverteilung über den gesamten Bereich möglichst wenig ändern.

Nachdem verschiedene Typen von Breitbandantennen in Betracht gezogen wurden, hat man sich für eine Doppelkonusantenne entschieden. Zwei bestimmte Gesichtspunkte sprechen für die Konusform, und zwar die Länge l und der Öffnungswinkel α (s. Bild 1). Bei dem gewählten Öffnungswinkel von 70° wird annähernd die gleiche Ausgangsspannung wie beim Normaldipol über einen großen Frequenzbereich abgegeben. Die maximale Länge des Konus ist dadurch bestimmt, daß bei Konuslängen von größer als $^3/_4$ der Wellenlänge das horizontal polarisierte Feld in seiner Stärke abnimmt. Wächst die Konuslänge über dieses Maß hinaus, verstärken sich außerdem die Nebenkeulen, die bis zu einer Länge von $^3/_4 \lambda$ gegenüber der Hauptkeule noch klein sind. Damit ist die maximale Länge des Konus mit $^3/_4 \lambda$ festgelegt. Für die Minimallänge desselben

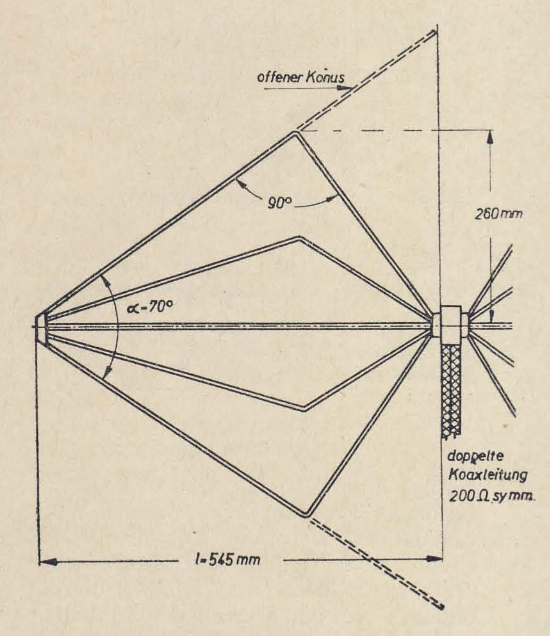


Bild 1: Eine Hälfte des Doppelkonus für 88 bis 400 MHz

sind der Fußpunkt- und der Blindwiderstand maßgebend. Wird der Konus klein im Verhältnis zur Wellenlänge, sinkt der Fußpunktwiderstand stark ab und der Blindwiderstand steigt an. Das Diagramm Bild 2 zeigt die gemessenen Werte des Widerstandes und des Blindwiderstandes in Abhängigkeit von der Konuslänge.

Anpassung

Zu große Änderungen des Fußpunktwiderstandes bzw. des Blindwiderstandes über den gewünschten Frequenzbereich erschweren die Anpassung der Antenne. Aus diesem Grunde wurde die Minimallänge des Konus mit $^1/_6\ \lambda$ festgelegt. Das Verhältnis von Maximal- zu Minimallänge beträgt 4,5 : 1, was gleichzeitig dem maximal erfaßbaren Frequenzbereich entspricht. In diesen Grenzen ändert sich der Fußpunktwiderstand von 80 bis 180 Ω. Der Blindwiderstand liegt in diesem Bereich relativ niedrig. Die äußeren Abmessungen des Konus können noch etwas verringert werden, indem man die Enden des Konus zusammenführt, wie im Bild 1 angegeben ist.

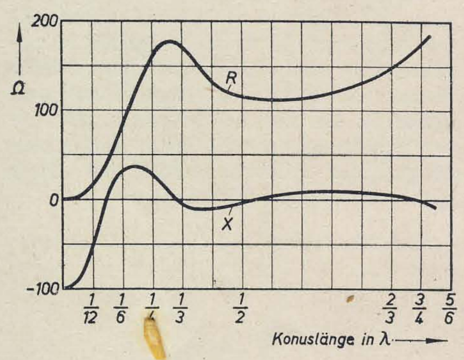


Bild 2: Antennenwiderstand R und Blindwiderstand X in Abhängigkeit von der Konuslänge

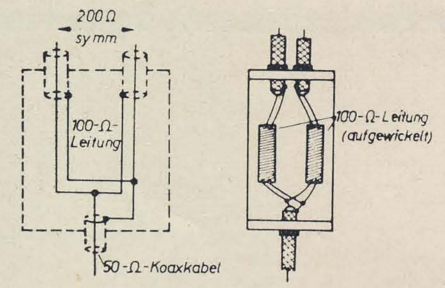


Bild 3: Aufbau des Symmetriergliedes

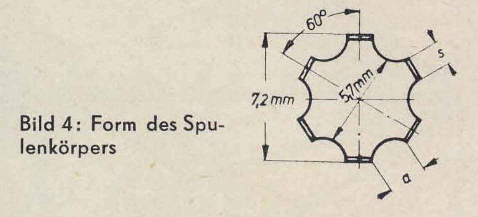


Bild 4: Form des Spulenkörpers

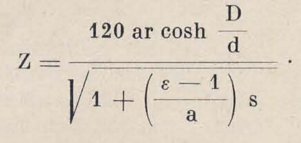
Infolge ihrer Ausmaße sind volle Konen für hohe Frequenzen gewöhnlich recht unhandlich. Da volle Antennenformen leicht durch Gebilde aus Stäben oder Drähten ersetzt werden können, die die äußere Form und Gestalt des Antennengebildes besitzen, wurde diese Art der Konstruktion hier verwendet. Jeder Konus ist in einer kleinen Kupferbuchse zusammengefaßt, die ihrerseits wieder an der Anschlußdose befestigt ist. Diese Buchse verlängert jeden Konus um 19 mm. Die Gesamtlänge entspricht annähernd $^1/_6\ \lambda$ bei der niedrigsten Frequenz von 88 MHz.

Das Symmetrierglied

Aus Bild 2 geht hervor, daß sich für die gewählte Konstruktion der Antennenwiderstand von etwa 80 Ω bis 180 Ω ändert. Das hier verwendete Symmetrierglied ist eine Abart des sogenannten Elevatortyps. Es transformiert eine unsymmetrische Impedanz von 50 Ω auf einen symmetrischen, abgeschirmten Ausgang von 200 Ω innerhalb eines Frequenzbereiches von 4,5 : 1.

Bild 3 zeigt eine vereinfachte Form dieser Anordnung. Um eine unsymmetrische 50-Ω-Anpassung zu erhalten, werden zwei 100-Ω-Paralleldrahtleitungen an ihrem unteren Ende parallel verbunden, wogegen sie am oberen Ende in Serie geschaltet sind, um einen symmetrischen Ausgang von 200 Ω zu erhalten, an den dann die Antenne geschaltet werden kann. Als Verbindungsleitung zur Antenne dienen zwei 100-Ω-Koaxialleitungen, deren Abschirmungen miteinander verbunden sind und an Masse gelegt werden.

Bei dieser Art von Symmetrierglied ist es erforderlich, die 100-Ω-Paralleldrahtleitungen als bifilar gewickelte Spulen auszuführen. Die Windungszahl derselben ist so bemessen, daß die Drahtlänge ungefähr $^1/_4\ \lambda$ bei der niedrigsten Frequenz entspricht. Die genaue Anzahl der Windungen muß empirisch ermittelt werden. Beim vorliegenden Beispiel wurden 17,5 Windungen auf einen Sternspulenkörper aufgebracht. Die Rillen desselben bilden das Dielektrikum. Benötigt werden zwei Spulen dieser Art. Der Wellenwiderstand einer so auf einen Sternspulenkörper aufgewickelten Zweidrahtleitung berechnet sich nach folgender Beziehung:



$$Z = \frac{120 \text{ ar cosh } \frac{D}{d}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\varepsilon - 1}{a}\right) s}}.$$

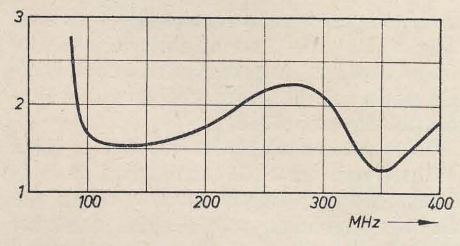


Bild 5: Verlauf der Welligkeit der Doppelkonusantenne mit Symmetrierglied

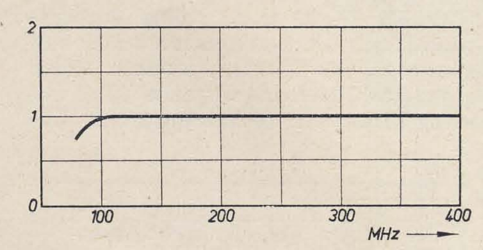


Bild 6: Relativer Spannungspegel der Doppelkonusantenne mit Symmetrierglied

Hierin bedeuten D der Abstand der Drahtmitten, d der Drahtdurchmesser, ε die Dielektrizitätskonstante der Stege des Wicklungsträgers, s die Stegbreite und a der Abstand zweier Stege. Auf Grund des verwendeten Körpers wurde D mit 0,63 mm eingesetzt. Für den benötigten Wellenwiderstand Z = 100 Ω wurde für den Drahtdurchmesser d bei den im Bild 4 angegebenen Abmessungen des Spulenkörpers ein Wert von 0,35 mm ermittelt.

Die Welligkeit des Antennensymmetriergliedes zusammen mit einem 50-Ω-Kabel wurde mit Hilfe einer Meßleitung im Frequenzbereich von 88 bis 400 MHz gemessen und im Bild 5 als Kurve aufgetragen. Den Höchstwert erreicht man bei 88 MHz mit 2,8, während der niedrigste Wert bei 1,28 liegt. Der relative Spannungspegel der Doppelkonusantenne in Verbindung mit dem Symmetrierglied in Abhängigkeit von der Frequenz ist im Bild 6 angegeben.

Entnommen aus „Electronics", Februar 1956

Übersetzer: Ing. H. Hallbauer

Riesenparabolspiegel für die Untersuchung von Streustrahlerscheinungen

Obwohl die Mehrzahl der gegenwärtig eingesetzten Mikrowellennachrichtensysteme im „Sichtbereich" liegende Übertragungswege verwenden, konnte als Ergebnis vieler in den letzten Jahren durchgeführter Untersuchungen der Nachweis erbracht werden, daß Mikrowellenenergie auch längs der gekrümmten Erdoberfläche jenseits des Horizonts übertragen werden kann. Der hierfür in Frage kommende Ausbreitungsmechanismus ist noch nicht vollständig erforscht, doch scheint die Streuung (scattering) an atmosphärischen Turbulenzelementen (irregularities) eine wichtige Rolle zu spielen. Zur Untersuchung der Kennwerte dieser Streustrahlausbreitung (scatter propagation) wurde von Ingenieuren der Bell Telephone Laboratories in Holmdel, New Jersey, eine Riesenpräzisionsmikrowellenantenne entwickelt und errichtet. Die aus Aluminium gebaute, feste Oberfläche dieser Forschungsanlage stellt ein Paraboloid dar, dessen Genauigkeit bis zu etwa $^3/_{16}$ Zoll gewährleistet ist. Das Paraboloid allein wiegt 5,5 Tonnen und wurde zusammen mit seiner Trag- und Steuerkonstruktion so entworfen, daß es einer Windgeschwindigkeit von 100 Meilen in der Stunde standhalten kann.

Die Antenne ist für einen Betrieb zwischen 460 und 4000 MHz bestimmt, wurde aber mit 9400 MHz durchgemessen. Unter Verwendung von geeichten Pyramidalhornstrahlern als Standard wurde bei 460 MHz ein Gewinn von 37 dB, bei 3890 MHz 55 dB und bei 9400 MHz ein solcher von 61 dB ermittelt. Die Halbleistungsstrahlbreite betrug bei diesen Frequenzen 2,45°, 0,3° und 0,14°. Das Strahlungsdiagramm zeigte selbst bei der höchsten Frequenz keine nennenswerten Nebenzipfel.

Aus „Radio and Television News" Oktober (1956

Nachrichten und KURZBERICHTE

▼ **Leipziger Frühjahrsmesse 1957.** Fast 10 000 Aussteller aus 40 Ländern werden auf der diesjährigen Leipziger Frühjahrsmesse vom 3. bis 14. März 1957 ihre Erzeugnisse anbieten. Zum erstenmal nach dem Kriege wollen sich auch Jugoslawien und Island offiziell an der Messe beteiligen.

▼ **Mit der Vorbereitung** der nächsten Großen Deutschen Fernseh-, Rundfunk- und Phonoausstellung, die vom 2. bis 11. August 1957 auf dem Messe- und Ausstellungsgelände in Frankfurt am Main stattfinden wird, hat die Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im ZVEI die Messe- und Ausstellungs GmbH Frankfurt am Main beauftragt. Die Bauelementehersteller werden sich an der Ausstellung nicht beteiligen.

▼ **Eine Fachtagung über Aufgaben der Standardisierung** in allen Zweigen der Volkswirtschaft der DDR hielt die Kammer der Technik gemeinsam mit dem Amt für Standardisierung ab. Für die Wirtschaft der DDR sind bis Ende Oktober vergangenen Jahres 282 Standards rechtsverbindlich erklärt worden. Da einzelne Ministerien die von der Regierung zur Verfügung gestellten Mittel bis Ende Juni 1956 nur zu 17,2% ausgenutzt haben, müssen sich die Wirtschaftsfunktionäre in diesem Jahr mehr als bisher der Standardisierung in ihren Industriezweigen widmen. Die Konferenz wurde mit der Diskussion über einen im September unterbreiteten Entwurf über Standardisierungsrichtlinien abgeschlossen.

▼ **Der neue Vorstand des Fachverbandes Elektrotechnik** der Kammer der Technik wurde anläßlich der Jahrestagung 1956 am 1./2. 12. in Weimar gewählt. Ihm gehören an: Prof. Dipl.-Ing. Stanek als Vorsitzender, als Mitglieder Prof. Dr.-Ing. Mau, Obering. Waschow, Dipl.-Ing. Riemann, Ing. Stolle, Dr. Falter, Prof. Dr. Freitag, Prof. Dr. Stumpp, Prof. Dipl.-Ing. Pommer, Ing. Kullack, Dipl.-Ing. Waß, Ing. Schwertner.

Fernsehen im VEB RAFENA-Werke, Radeberg

Im Heft 3 der „Informationen für den Fernseh-Kundendienst" des VEB RAFENA-Werke (vormals VEB Sachsenwerk Radeberg) wird den Servicetechniker der Stoffplan der zweiwöchigen Schulungen für das Fachhandwerk interessieren, die in den RAFENA-Werken durchgeführt und mit der Fernsehzusatzprüfung abgeschlossen werden. Auch für die Schulung des Verkaufspersonals wurden 14-Tage-Lehrgänge eingerichtet, was besonders zu begrüßen ist. Weniger erfreulich ist die Feststellung, daß von den von der HO nominierten Teilnehmern nur etwa 60% wirklich am Lehrgang teilnahmen. Wenn die „Informationen" hierzu feststellen, daß die HO viel Geld zu haben scheine, möchte die Redaktion von „RADIO UND FERNSEHEN" deutlicher sein: Denken die Mitarbeiter der HO-Betriebe, bereits genug vom Fernsehen zu verstehen? Wir sind anderer Meinung! Denn von Verkaufskultur kann in vielen HO-Fachgeschäften leider noch keine Rede sein.
In den „RAFENA-Informationen" wird die Allstromausführung des „Rubens", der auch in diesem Jahr weiterproduziert werden soll, für Ende des ersten Quartals 1957 versprochen; auch die Belieferung mit Ersatzteilen soll (endlich!!!) besser werden.
Die Fernbedienung für „Clivia", „Claudia", „Dürer" und „Format" ist vom RAFENA-Werk jederzeit lieferbar. Weiter sind einige Hinweise über Garantiebestimmungen für den Fachverkäufer und für den Kundendienst, die Schaltungen eines Aufsprechverstärkers für den Zusatzschrank FEZ 859 D und eines Dämpfungssteckers interessant.

Zur Einführung des Fernsehens haben sich vier jugoslawische Firmen der Rundfunkindustrie zu einer Arbeitsgemeinschaft zusammengeschlossen. Als jugoslawisches Standardmodell soll ein ausländisches Gerät ausgewählt und nachgebaut werden. Die Auswahl wird unter Geräten des VEB RAFENA-Werke, Radeberg, der Firmen Grundig, Schaub-Lorenz, Metz, Philips und Condor (Italien) getroffen.

Gleichzeitig mit dem Aufbau **der neuen polnischen Fernsehsender** Poznan, Lodz und Katowice werden Pläne für weitere Fernsehsender in den nördlichen Gebieten Polens ausgearbeitet.
OIR Information Nr. 5.

Die Farbfernsehversuche der BBC wurden Anfang November 1956 über den Londoner Sender Crystal Palace fortgesetzt. Es wird das NTSC-System, aber mit 405 Zeilen, Bild 45 MHz, Ton 41,5 MHz, angewendet. Auch die ITA (britische Werbefernsehgesellschaft) will Farbfernsehversuche starten. Die Sendungen sollen im Band III über den Sender Croydon abgestrahlt werden. Nach Meldungen der „Funkschau" sind demnächst Farbfernsehversuche in Band IV mit 625 Zeilen vorgesehen.

Erfolge im VEB Funkwerk Köpenick

Elf neue Geräte wurden im VEB Funkwerk Köpenick im Jahre 1956 aus der Entwicklung in die Produktion übergeleitet. Darunter befindet sich ein Impulsoszillograf, der drei Geräte in sich vereint: einen Impulsauslösegenerator, einen Impulsauslöseverzögerer und einen Zeitbasisgenerator. Kippbereich: 0,32 µs/cm ... 5 ms/cm. Das Gewicht des ganzen Gerätes beträgt nur 25 kg. Das Gerät enthält keinen eingebauten Meßverstärker, woraus sich eine größere Variationsmöglichkeit ergibt. 1957 wird das Funkwerk Köpenick die Produktion von zwei neuen Meßverstärkern aufnehmen. Im Bereich der Schiffsfunkausrüstung wurde u. a. ein neuer 25-W-Notsender entwickelt, der den Bedingungen sowohl von Atlantic City als auch des sowjetischen Seeregisters entspricht, ferner eine Funkpeilboje, die von Loggern und Trawlern mitgeführt und über einem Heringsschwarm ausgesetzt werden kann. Die Funkpeilboje schwimmt dann mit dem Heringsschwarm mit und sendet automatisch in regelmäßigen Abständen Erkennungssignale aus. Unter den neuen Navigationsgeräten befindet sich ein Echograf mit großer Fischlupe, ferner ein Echolot für kleinste Tiefen.
Diese Mitteilung machte der Werkleiter, Kollege Henrion, auf der Delegiertenkonferenz anläßlich der BGL-Wahlen im VEB Funkwerk Köpenick, als er über die Erfüllung des Betriebskollektivvertrages berichtete. Er teilte ferner mit, daß Funkwerk Köpenick 1957 planmäßig 16 neuentwickelte Geräte in die Produktion überführen will.
Der BGL-Vorsitzende, Kollege Weissenberg, gab in seinem Rechenschaftsbericht bekannt, daß sich im IV. Quartal 1956 2506 Kollegen im sozialistischen Wettbewerb befanden. Der Wettbewerb im Versuchswerk hat 50% der Kollegen erfaßt. Das bedeutet, daß man im Funkwerk Köpenick bei der Lösung des Problems: „Wie führt man einen sozialistischen Wettbewerb in einem Entwicklungswerk durch?" erhebliche Fortschritte gemacht hat.

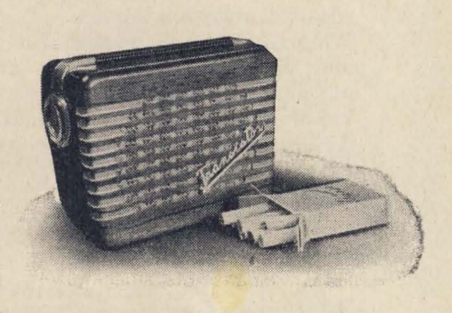
Sender und Empfänger

In der ČSR baut TESLA einen neuen Mittelwellensender für den tschechoslowakischen Rundfunk, der in Liblice aufgebaut werden und die alte, seit 25 Jahren in Betrieb befindliche Anlage ersetzen soll. Zwei zusammengeschaltete Senderzüge von je 150 kW Ausgangsleistung können eine Gesamtleistung von 300 kW an die Antenne liefern. Der Sender wird mit Luftkühlung arbeiten, was eine einfachere und wirtschaftlichere Konstruktion erlaubt.
OIR Information Nr. 5.

In der UdSSR wurde mit dem Bau einer **Rundfunkrelaisstrecke** Moskau — Jaroslawl — Kostroma — Iwanowo begonnen.
OIR Information Nr. 4.

Tschechoslowakischer Transistorempfänger

Auf der Maschinenbauausstellung in Brno 1956 wurde das Versuchsmodell eines Volltransistorempfängers gezeigt (siehe Bild). Das Gerät ist mit Transistoren tschechischer Fertigung bestückt, und zwar in der Oszillatorstufe mit einem Spitzentransistor, vier ZF-Flächentransistoren 4 NU 40 (ZF = 250 kHz), in der NF-Vorstufe mit dem Flächentransistor 3 NU 40 und in der Endstufe mit dem Flächentransistor 3 NU 70. Ausgangsleistung bei 10% Klirrfaktor 22 mW; das Gerät verfügt über eine eingebaute Ferritantenne, die Empfindlichkeit beträgt für volle Ausgangsleistung 30 µV bei einer Batteriespannung von 22 V. Der Empfänger wurde vom Institut für Nachrichtentechnik „A. S. Popow" und der Forschungsanstalt für elektrotechnische Physik entwickelt.
Slaboproudy Obzor, Heft 10 (1956)



Neue Anwendung radioaktiver Isotope

in der Lebensmittelindustrie —

Die sowjetische „Industrieökonomische Zeitung" berichtet über gute Ergebnisse bei Großversuchen zur Sterilisierung von Lebensmitteln mit Hilfe radioaktiver Strahlungen in einem Gemüsekombinat bei Moskau. Die von radioaktiven Isotopen ausgehenden Gammastrahlen dringen wesentlich tiefer in die zu sterilisierenden Stoffe ein als die bei der sogenannten kalten Sterilisation angewendeten Röntgenstrahlen. Die letztgenannte Methode hat bereits seit längerer Zeit in vielen Ländern die langwierige sowie geschmacks- und nährwertmindernde Dampfkesselsterilisierung abgelöst.
Nach weiteren Berichten der Zeitschrift soll eine in den USA gegenwärtig entstehende große Konservenfabrik ebenfalls mit radioaktiven Isotopen arbeiten.

— und bei der medizinischen Forschung

Prof. Dr. Modestow, Moskau, gab in einem Vortrag auf der in Leipzig gezeigten sowjetischen Ausstellung „Atomenergie für den Frieden" neue Möglichkeiten zum Studium der Übertragung von Infektionskrankheiten bekannt. Mit Hilfe von Radiophosphor und Radiobrom wurden neue Erkenntnisse über den Stoffwechsel zwischen den Organismen von Mutter und Kind gewonnen. An weiteren Versuchsergebnissen zeigte Prof. Modestow die Änderung der Strömungsgeschwindigkeit des Blutes bei bestimmten Krankheiten.

Isoliermaterial für hohe Temperaturen

Unter dem Firmennamen „Hyrad" kommt in den USA ein Isoliermaterial auf den Markt, das Dauertemperaturen von 150° C verträgt und für einige Stunden sogar bei 300° C verwendet werden kann. Es handelt sich hierbei um normales Polyäthylen (Schmelzpunkt bei etwa 100° C), das einem Beschuß mit sehr schnellen Elektronen unterworfen wurde. Die Elektronenstrahlung wird in einem Betatron erzeugt und hat eine maximale Energie von 1 MeV bei einem Spitzenstrom von 1 mA. Bei der Behandlung wird der mit normalem Polyäthylen isolierte Draht mehrfach durch den Strahlungskegel des Betatrons geführt. Die Dielektrizitätskonstante der Drahtisolierung ändert sich durch die Behandlung nicht und beträgt auch bei 150° C noch etwa 2,3. Der Verlustfaktor $< 7 \cdot 10^{-4}$ bei 1 MHz bleibt ebenfalls unverändert. Die Wirkung des Elektronenbeschusses dürfte darauf beruhen, daß die Elektronenstrahlung neue Querverbindungen zwischen den Kettenmolekülen des Polyäthylens erzeugt.
Electronics, Mai 1956 **Bau-**

Ing. RICHARD LANGE

Die Induktivität von Ringkernköpfen und ihre Abhängigkeit von den geometrischen Kern- und Spaltabmessungen

Die einwandfreie Arbeitsweise einer Magnettonanlage ist nicht nur vom Laufwerk, dem Aufsprech- und Wiedergabeverstärker, sondern auch entscheidend vom Magnettonkopf abhängig. Für die Bestückung von Studio- und Qualitätsheimmagnettongeräten wird der Ringkernkopf infolge seiner elektrischen Vorzüge gegenüber anderen Ausführungen noch heute bevorzugt. Diese Vorzüge erfordern aber einen erheblichen Aufwand auf der Fertigungsseite. Wie bei jeder anderen Fertigung ist auch hier eine gleichmäßige Produktion mit völlig übereinstimmenden mechanischen Abmessungen nicht möglich, und der Hersteller von Tonköpfen muß schon aus rein wirtschaftlichen Gründen gewisse Fertigungstoleranzen verlangen. Nun sind aber die elektrischen Werte sowie das spätere Verhalten des Tonkopfes auf der Maschine sehr stark von den Spalt- und Kernabmessungen abhängig, so daß die sonst üblichen Toleranzen im allgemeinen nicht zugelassen werden können.

Wie weit die mechanischen Abmessungen und die elektrischen Werte durch die physikalischen Gesetze miteinander verknüpft sind, soll an der Induktivität in Abhängigkeit von den Fertigungstoleranzen untersucht werden.

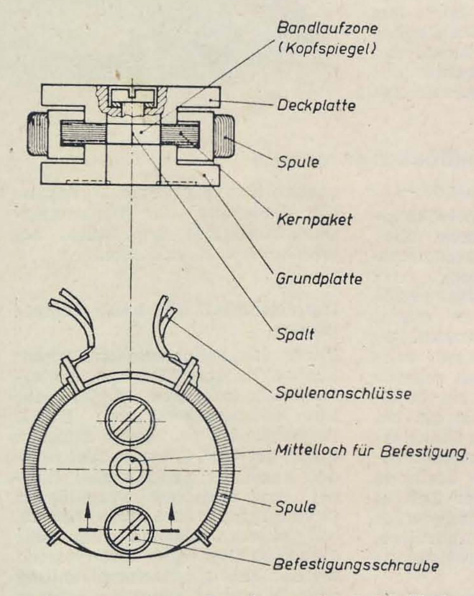


Bild 1: Kompletter Ringkerntonkopf für Halbspurbetrieb

Ein Ringkopf besteht aus zwei Halbringkernen, die nach der Bearbeitung zu einem Ring zusammengesetzt werden. Um an der vorderen Spaltseite (Arbeitsspalt) eine Konzentration der magnetischen Kraftlinien zu erreichen, laufen die Kernenden (Polflächen) verjüngend aus. Die Kerne selbst sind zur Herabsetzung der Wirbelstromverluste aus feinlamellierten Segmenten unter Zwischenlage eines geeigneten Lackes zusammengesetzt und im Wärmeofen zu einem kompakten, bearbeitbaren Paket ausgehärtet. Nach Bearbeitung der Kernpakete werden die Spulen aufgeschoben und die beiden Halbringkerne zu einem Ring zusammengefügt. Vorher wird zwischen die vorderen Polenden eine sehr dünne Folie, meist Berylliumbronze, gelegt und somit die Breite des Arbeitsspaltes bestimmt, während der hintere Spalt je nach der Arbeitsweise des Kopfes oder Forderung entweder bis zu einigen Zehntelmillimetern offen bleiben bzw. geschlossen werden kann. Nach Festlegung der Spalte werden die beiden Kernhälften mit den Spulen durch eine Grund- und Deckplatte mit Hilfe zweier Befestigungsschrauben gehaltert. Anschließend wird die Bandlaufzone des kompletten Tonkopfes bearbeitet (Bild 1). Infolge Bearbeitungs- und Montageungenauigkeiten weisen Tonköpfe gleichen Typs in der Regel untereinander folgende Abweichungen der Abmessungen bzw. Größen auf:

1. Spalttiefe vorn, b_v,
2. Spaltbreite vorn, l_v,
3. Spaltbreite hinten, l_h,
   hinzu kommen noch Schwankungen
4. der Pakethöhe h und
5. der Permeabilität μ des Kernmaterials.

Aus der Paket- oder Kernhöhe h und Spalttiefe $b = b_h$ ergibt sich der Kernquerschnitt zu

$$q_K = h \cdot b \quad \text{in cm}^2 \text{ (Bild 2).} \qquad (1)$$

Die genannten Größen 1 bis 5 bzw. (1) sind mit der Induktivität nach folgender Gleichung verknüpft:

$$L = \frac{w^2 \cdot q_K}{l_m} \mu_0 \mu \quad \text{in H.} \qquad (2)$$

Der magnetische Widerstand ist von der magnetischen Weglänge l_m, vom Querschnitt des Kernes q_K und der Permeabilität μ des verwendeten Kernmaterials abhängig, so daß analog zum elektrischen Leiterwiderstand gilt

$$R_m = \frac{l_m}{\mu \cdot q_K} \quad \text{in } \frac{\text{cm}}{\text{cm}^2} \cdot \qquad (3)$$

Da jedoch der Tonkopf keinen geschlossenen Kern aus hochpermeablem Material darstellt, sondern durch zwei Spalte mit verschiedenen Querschnitten unterbrochen ist und in einem magnetischen Kreis der Gesamtwiderstand gleich der Summe der Einzelwiderstände ist, wird

$$R_{m\,ges} = R_{mK} + R_{m\,l_v} + R_{m\,l_h} \qquad (4)$$

$$= \frac{l_m}{\mu_K q_K} + \frac{l_v}{\mu_L \cdot q_v} + \frac{l_h}{\mu_L \cdot q_h}, \frac{1}{\text{cm}} \cdot \qquad (4a)$$

Für die Durchlässigkeit der Luft μ_L kann 1 gesetzt werden. Es ist dann

$$R_{m\,ges} = \frac{l_m}{\mu_K \cdot q_K} + \frac{l_v}{q_v} + \frac{l_h}{q_h}, \frac{1}{\text{cm}} \cdot \qquad (5)$$

Setzt man Gleichung (5) in (2) ein, so erhält man für die Berechnung der Induktivität für den Ringkernkopf die vereinfachte Formel

$$L = \mu_0 \cdot \frac{w^2}{R_{m\,ges}} \cdot \qquad (6)$$

Mit der Induktionskonstante $\mu_0 = 1{,}256 \cdot 10^{-8}$ geschrieben, wird

$$L = 1{,}256 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{w^2}{R_{m\,ges}} \quad \text{in H.} \qquad (6a)$$

Berechnung der Induktivität

Wollen wir nun feststellen, wie weit die Induktivität von den Schwankungen der Abmessungen abhängig ist, wählen wir zunächst einen Tonkopf der nachstehend angegebenen mittleren Abmessungen, berechnen die Induktivität, setzen dann die Abmessungen b, l_v usw. einzeln als Veränderliche ein und stellen die gewonnenen L-Werte dem Tonkopf mit mittleren Abmessungen als Bezugspunkt gegenüber.

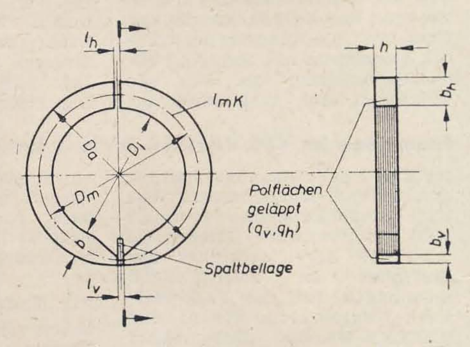


Bild 2: Lage des Ringkernes im gehalterten und bearbeiteten Zustand

Windungszahl $w = 2 \times 1000$
Kernmaterial Mu-Metall 0,2 mm dick
Permeabilität $\mu = 10^4$
Effektive Kernhöhe $h_{eff} = 2{,}8$ mm
Spaltbeilage vorn $l_v = 7\ \mu$ ($10\ \mu$)
Spalttiefe vorn $b_v = 0{,}75$ mm
Spaltbreite hinten $l_h = 0$ mm ($5\ \mu$).

Die magnetische Weglänge der z. Z. gebräuchlichen Segmente für Ringkernköpfe beträgt

$$l_{mK} = D_m \cdot \pi = \frac{D_a + D_i}{2} \cdot \pi \text{ in cm,} \qquad (7)$$

$$l_{mK} = \frac{2{,}5 + 1{,}8}{2} \cdot \pi = 6{,}75 \text{ cm}$$

und die Segmentbreite

$$b = b_h = \frac{1}{2} \cdot (D_a - D_i) \text{ in cm,} \qquad (8)$$

$$b = \frac{1}{2} (2{,}5 - 1{,}8) = 0{,}35 \text{ cm.}$$

Die vordere Spalttiefe ist gemäß der Festlegung $b_v = 0{,}075$ cm.

Bedingt durch die noch vorhandene Rauheit der bearbeiteten Polflächen, Abweichungen vom rechten Winkel sowie Montageungenauigkeiten wird die vordere Spaltbreite nicht gleich der Beilagendicke. Zwischen Einlage und Kernpaketen ergeben sich winzige Nebenspalte. Bei einer Spaltbeilage von $7\ \mu = 0{,}0007$ cm muß deshalb mit einer mittleren effektiven Spaltbreite von etwa

$$l_v = 0{,}001 \text{ cm} = 10\ \mu$$

gerechnet werden.

Aus gleichen Gründen wird der hintere Spalt nicht gleich 0, und es soll angenommen werden, daß der Durchschnittswert von $l_h = 0{,}0005$ cm $= 5\,\mu$ beträgt. Läßt man beim Zusammensetzen des Kernes die zwischen den einzelnen Segmenten vorhandenen feinen Lackschichten unberücksichtigt und verwendet 14 Segmente mit einer Dicke von je 0,2 mm, so ergibt sich eine Kernhöhe von 0,28 cm. Nach Gleichung (1) ist dann der effektive Querschnitt im Kern und im hinteren Spalt

$$q_{K\,eff} = q_{h\,eff} = 0{,}28 \cdot 0{,}35 = 0{,}098\ \text{cm}^2$$

und im vorderen Spalt

$$q_{v\,eff} = 0{,}28 \cdot 0{,}075 = 0{,}021\ \text{cm}^2.$$

Setzt man die berechneten und festgelegten Werte in (5) ein, so erhält man für

$$R_{m\,ges} = \frac{6{,}75}{10^4 \cdot 0{,}098} + \frac{0{,}001}{0{,}021} + \frac{0{,}0005}{0{,}098},$$

$$R_{m\,ges} = 0{,}00689 + 0{,}04762 + 0{,}0051$$

$$= 59{,}61 \cdot 10^{-3} \frac{1}{\text{cm}}.$$

Nach Einsetzen dieses Betrages in (6a) wird

$$L_{err.} = 1{,}256 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{(2 \cdot 1000)^2}{0{,}05961} = 0{,}843\ \text{H}.$$

Durch die Spalte treten jedoch noch magnetische Streuungen auf, die in der Größenordnung von etwa 20% liegen. Der wirksame Induktivitätswert wird demnach

$$L_{wirks.} \approx L_{err.} - 20\% \approx 0{,}674\ \text{H}.$$

Der Einfluß der Veränderlichen auf die Induktivität

Wir wollen jetzt untersuchen, wie die Schwankungen der verschiedenen Größen auf den L-Wert eingehen und nehmen zunächst an, daß die mittleren Abmessungen bis auf die vordere Spalttiefe konstant gehalten werden können. Für b_v werden als Veränderliche die Werte von 0,01 cm bis 0,12 cm angenommen. Als erstes sind nach Gleichung (1) die Querschnitte des vorderen Luftspaltes für die einzelnen Werte von $b_v = 0{,}01, 0{,}02 \cdots 0{,}12$ cm zu berechnen. Aus den gefundenen Werten erhält man die magnetischen Widerstände im vorderen Spalt entsprechend den Gleichungen (4) und (5) zu

$$R_{m\,lv} = \frac{l_v}{\Delta q_v},$$

wobei $l_v = 0{,}001$ cm konstant.
Da außer b_v alle anderen Größen unverändert bleiben, sind auch R_{mK} und $R_{m\,l_h}$ konstant, und es wird nach (5)

$$R_{m\,ges} = 0{,}00689 + \frac{l_v}{\Delta q_v} + 0{,}0051,$$

$$R_{m\,ges} = 0{,}01199 + R_{m\,l_v}.$$

Hieraus lassen sich die Induktivitätswerte für die verschiedenen Abmessungen von b_v nach (6a)

$$L_{err.} = 1{,}256 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{w^2}{R_{m\,ges}} = \frac{5{,}024}{100 \cdot R_{m\,ges}}$$

bestimmen. Unter Berücksichtigung der durch die Spalte gegebenen Streuungen erhält man die wirkliche Induktivität, indem man L mit 0,8 multipliziert, also

$$L_{wirks.} \approx L_{err.} \cdot 0{,}8 \text{ in H}.$$

Die Abhängigkeit der Induktivität von b_v ist nach den errechneten Werten im Diagramm Bild 3 als Kurve aufgetragen.
Wir betrachten nun das Verhalten der Induktivität, wenn die vordere Spaltbreite l_v sich von $6\,\mu = 0{,}0006$ cm bis $15\,\mu = 0{,}0015$ cm in Stufen von $1\,\mu = 0{,}0001$ cm verändert, alle anderen Werte aber konstant bleiben. Auch hier gehen wir wieder vom magnetischen Widerstand $R_{m\,l_v}$ aus, nur daß jetzt q_v mit 0,021 cm² konstant ist. Der Ausgangspunkt ist also

$$R_{m\,l_v} = \frac{\Delta l_v}{q_v}, \frac{1}{\text{cm}},$$

der weitere Rechengang entspricht dem ersten Beispiel. Über die Abhängigkeit der Induktivität von der Spaltbreite l_v gibt ebenfalls Bild 3 Auskunft.
Nacheinander berechnen wir nun noch die Induktivität in Abhängigkeit der Größen l_h, h und der Permeabilität μ. Bei l_h als Veränderliche von 0 bis 0,0010 cm in Stufen von 0,0001 cm ändert sich in (5) nur das dritte Glied, während das erste und zweite konstant bleiben. Die Änderung von h (0,3 bis 0,26 cm in Stufen von 0,01 cm) dagegen beeinflußt in (5) alle drei Glieder, da $q = h \cdot b$. Die Permeabilität μ verändert in (5) nur das erste Glied. Angenommene Änderungen $\Delta\mu = 1{,}2 \cdot 10^4$ bis $0{,}5 \cdot 10^4$ in Stufen von $0{,}1 \cdot 10^4$.
Die Induktivitätswerte in Abhängigkeit von den Größen l_h, h und μ sind wieder aus Bild 3 zu ersehen.
Ein Zehntelmillimeter Abweichung der Spalttiefe führt zu einer Änderung der Induktivität von 75 bis 80 mH, das sind etwa 11 bis 12%. Bei der Spaltbreite wird aber bereits durch eine Änderung von nur 1/1000 mm der L-Wert um 2/3 des obigen Betrages, nämlich um etwa 8 bis 9% = 50 bis 60 mH beeinflußt. Der Einfluß der Änderung von l_v und b_v auf die Induktivität bezogen auf einen gleichen Maßstab von $1\,\mu$ ergibt dabei für die Spaltbreite eine fast 70 mal höhere Empfindlichkeit. Dem Kurvenverlauf entsprechend folgt als nächste Größe die Paket- bzw. Kernhöhe h, die bei einer Änderung von 0,1 mm eine L-Abweichung von etwa 25 mH, das sind knapp 4%, verursacht. Die hintere Spaltbreite l_h und die Permeabilität μ beeinflussen die Induktivität bei fast gleichem Verhalten am wenigsten. Eine Veränderung von l_h um $1\,\mu$, d. h. um 20% und eine Verschlechterung des μ-Wertes von $1 \cdot 10^4$ auf $0{,}9 \cdot 10^4$, also um 10%, wirken sich um weniger als 2% bzw. um etwa 1% auf den L-Wert aus.
Der geringe Einfluß der Permeabilität auf die Induktivität dürfte zunächst nicht ganz einleuchtend sein, deshalb hierzu noch eine kurze Betrachtung. Wäre der als Beispiel herangezogene Halbspurtonkopf ein echter Ringkern, also ohne Spalte, so würde unter Beibehaltung aller festgelegten mittleren Werte für das vorliegende Beispiel nach Gleichung (3)

$$R_{mK} = \frac{6{,}75}{10^4 \cdot 0{,}098} = 0{,}00689, \frac{1}{\text{cm}},$$

und daraus nach (6a)

$$L = \frac{5{,}024}{0{,}689} \approx 7{,}3\ \text{H},$$

was auch als wirksame Induktivität gelten kann, da keine Spalte vorhanden sind und demzufolge nur geringe, vernachlässigbare Streuungen auftreten. Allein durch den vorderen Spalt von 0,01 mm $= 10\,\mu$ erhöht sich R_m um 0,04762 auf 0,0545, woraus sich der L-Wert unter Berücksichtigung nunmehr auftretender Streuungen zu 0,736 H ergibt. Das Einfügen des vorderen Spaltes, auch als Scherung bezeichnet, hat also ein Absinken der Induktivität um etwa eine Zehnerpotenz, das heißt auf etwa 1/10 des ursprünglichen Wertes zur Folge. Jetzt auftretende Schwankungen der Permeabilität gehen im gleichen Verhältnis ein. Verschlechtert sich die Permeabilität von $1 \cdot 10^4$ auf $0{,}9 \cdot 10^4$, das sind 10%, so wirkt sich diese Änderung nur mit $10\% \cdot \approx 1/10 \approx 1\%$ auf die Induktivität aus.

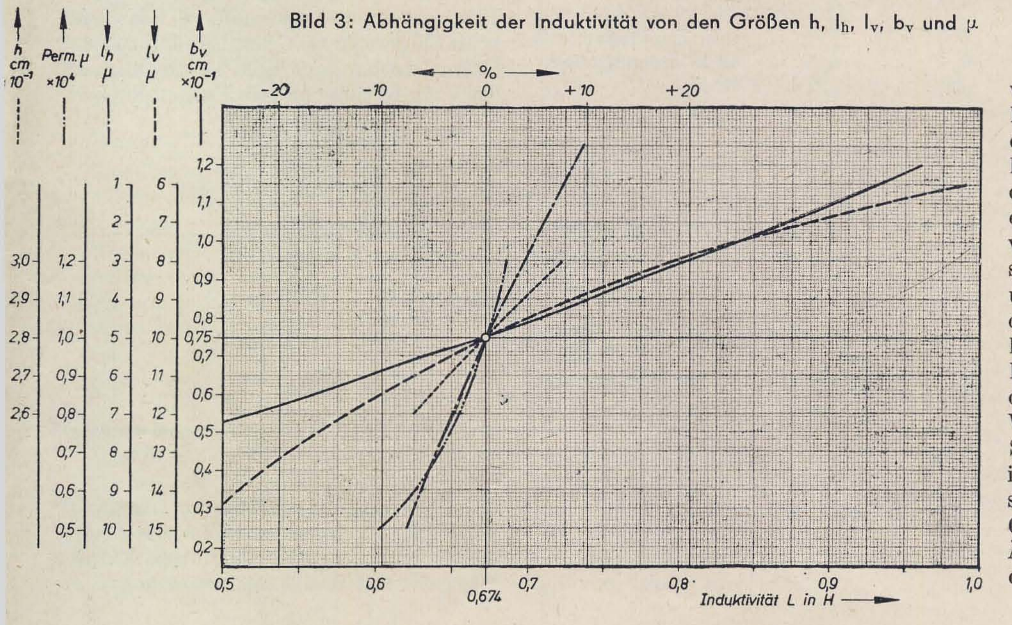


Bild 3: Abhängigkeit der Induktivität von den Größen h, l_h, l_v, b_v und μ

Weitere Hinweise für die Konstruktion und Fertigung von Tonköpfen

Die Einhaltung der Induktivität in einem gewissen Toleranzbereich ist aus Gründen der Anpassung natürlich nicht die einzige an einen Tonkopf zu stellende Forderung. Für eine einwandfreie Aufzeichnung ist der Spalt des Sprechkopfes äußerst sauber auszuführen. Dies gilt selbstverständlich auch für den Hörkopf, doch spielt bei diesem gleichzeitig noch die Spaltbreite eine entscheidende Rolle.

Entsprechend der Gleichung $f = \frac{v}{\lambda}$ ergibt sich auf dem Band die Wellenlänge λ, wenn bei der Bandgeschwindigkeit v die Frequenz f aufgezeichnet wird. Ist nun die Spaltbreite l_v des Hörkopfes gleich λ, findet beim Abtasten dieser Aufzeichnung eine Auslöschung statt. Den Punkt, wo keine Spannung induziert wird, bezeichnet man als Nulldurchgang. Für die Auslöschfrequenz gilt

$$f = \frac{v}{l_v}.$$

Die Spaltbreite ist so zu bemessen, daß die Wellenlängen der hohen Frequenzen nicht in den Bereich der Spaltbreite fallen.

Die Tiefe des Arbeitsspaltes b_v beeinflußt sowohl den Pegel als auch den Frequenzgang, und zwar in der Weise, daß die Wiedergabespannung mit abnehmendem Tiefenmaß nach den hohen Frequenzen zunimmt. Somit stehen die Induktivität und die Kern- und Spaltabmessungen und die letzteren wiederum mit der elektrischen Arbeitsweise des Tonkopfes über Band miteinander in ganz bestimmten Beziehungen. Demzufolge muß auch ein Zusammenhang zwischen der Induktivität und der Arbeitsweise des Tonkopfes bestehen. Ist mikroskopisch die Breite und Beschaffenheit des Arbeitsspaltes sowie die Induktivität des gefertigten Tonkopfes ermittelt, so kann bei sonst einwandfreiem Aufbau demnach schon von vornherein ein gewisser Rückschluß auf sein späteres Verhalten auf der Maschine gezogen werden.

Da sowohl der Induktivitätswert als auch das Verhalten auf der Maschine hauptsächlich von der Einhaltung der festgelegten Kern- und Spaltabmessungen abhängen, ist die Fertigung von Ringkernköpfen im wesentlichen ein technologisches Problem. Dieses kann nur dann mit Erfolg gelöst werden, wenn

1. die Voraussetzungen für eine saubere und genaue Fertigung gegeben sind,
2. ein elektrisch-mechanisch versierter Fertigungsleiter und ausreichende Facharbeiter für die Präzisionsarbeiten sowie
3. die Werkstoffe und Halbzeuge in der notwendigen Güte zur Verfügung stehen.

Der Technologie fällt dabei in erster Linie die hohe Aufgabe zu, Arbeitsverfahren auszuarbeiten, die trotz der hohen Forderungen nach geringsten Toleranzen zu einer wirtschaftlichen Fertigung führen.

In diesem Zusammenhang sei auf die noch bei uns gebräuchliche Befestigung der Kernhälften hingewiesen. Die Halterung der Halbringe durch die mit zwei Befestigungsschrauben verbundene Grund- und Deckplatte erfolgt ausschließlich durch einen Druck in Längsrichtung des Spaltes. Diese Befestigungsart erschwert nicht nur einen exakten Aufbau, sondern kann auch früher oder später zu mechanischen Veränderungen führen, die den Tonkopf elektrisch unbrauchbar machen. Aus diesem Grunde ist die gegenwärtig angewendete Befestigungsart konstruktiv so abzuändern, daß die Halterung der Kernpakethälften durch eine Kraft senkrecht zur Längsrichtung des Spaltes und die Distanzierung der Pakethöhe durch eine Komponente erfolgt.

WERNER TAEGER

Einige Hinweise für die Mehrfachausnutzung der Fernsehantenne

Sollen zwei Fernsehempfänger mit gleichen Eingangswiderständen an eine gemeinsame Antenne angeschlossen werden, so darf man sie nicht einfach parallel schalten. Die entstehenden Verluste und Reflexionen sind in diesem Fall sehr groß. Will man exakt die Empfindlichkeit oder Störfestigkeit von zwei oder mehr Empfängern vergleichen, muß die von der Antenne gelieferte Energie wirklich zu gleichen Teilen auf die Geräte verteilt werden. Durch die in der folgenden beschriebenen Methode verwandten Widerstände treten Verluste auf, wodurch die Gesamtantennenenergie herabgesetzt wird. Für den einzelnen Empfänger steht dann noch von der verbleibenden Energie jeweils die Hälfte zur Verfügung. Bild 1 zeigt eine Verzweigungsanordnung, die in bezug auf richtigen Abschluß der Antennenleitung und gleichmäßige Verteilung auf die beiden Geräte — unter der Voraussetzung gleicher Empfängereingangswiderstände (240 Ω) — absolut einwandfrei arbeitet. Man verwendet am einfachsten $^1/_4$-W-Widerstände, die man auf einer Hartpapierplatte etwa so anordnet, wie es Bild 1 andeutet. Nun streuen aber im allgemeinen die Eingangswiderstände stärker als gewöhnlich angenommen wird, da sowohl die erste Röhre als auch die Eingangsspulen unterschiedlich ausfallen. Beim Anschluß eines Empfängers an die Antenne spielen diese Unterschiede kaum eine Rolle; bei der Zwischenschaltung des beschriebenen Verteilers an zwei Empfänger können sie dagegen schon auffällig werden. Immerhin dürfte die Energieverteilung wesentlich besser sein, wenn die beiden Geräte durch die Verzweigungsschaltung entkoppelt werden.

Z = 240 Ω; je 120 Ω; E1 240 Ω; E2 240 Ω

Bild 1: Anschluß von zwei Fernsehempfängern an eine Antenne (240 Ω)

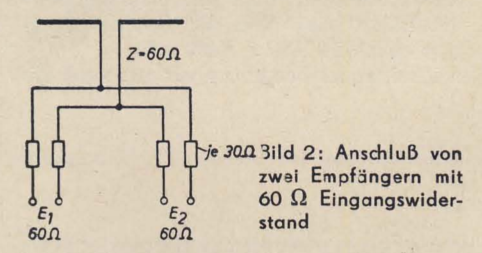


Bild 2: Anschluß von zwei Empfängern mit 60 Ω Eingangswiderstand

Bild 2 zeigt die gleiche Schaltung an einer Antenne mit 60 Ω Fußpunktwiderstand und Fernsehgeräten mit 60 Ω Eingangswiderstand. Jeder Vorwiderstand muß in diesem Fall 30 Ω betragen.

Sollen mehr als zwei Geräte gleichzeitig an eine Antenne angeschlossen werden, so kann das natürlich nur geschehen, wenn die zur Verfügung stehende Antennenleistung groß genug ist. Bei drei Empfängern erhält jedes Gerät nur $^1/_3$, bei vier Empfängern nur $^1/_4$ der noch zur Verfügung stehenden Energie usw. Den Anschluß von vier Fernsehempfängern an eine Antenne zeigt Bild 3. Ist n die Zahl der anzuschließenden Geräte und Z der für alle Empfänger und die Antenne gleich groß angenommene Wellenwiderstand, so bestimmt man die Größe jedes Vorschaltwiderstandes aus der Beziehung:

$$R_v = {}^1/_2\, Z\, (n - 1) \text{ in } \Omega.$$

Eine häufig benutzte Methode zum Anschluß mehrerer Fernsehgeräte an eine Antenne sei im folgenden beschrieben. Flachkabelreste und einige UKW-Anschlußklemmen sind wohl in den meisten Fällen vorhanden. Die Bemessung der Teile ergibt sich aus dem Fußpunktwiderstand der Antenne bzw. den Eingangswiderständen der anzuschließenden Empfänger und aus der Wellenlänge. Werden als Antennen Breitbandausführungen be-

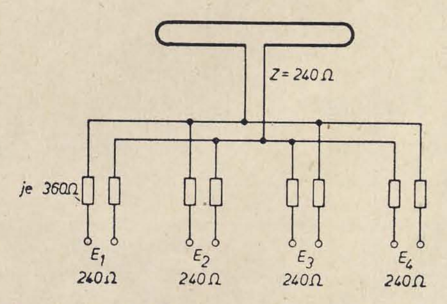


Bild 3: Anschluß von vier Fernsehempfängern an eine Antenne

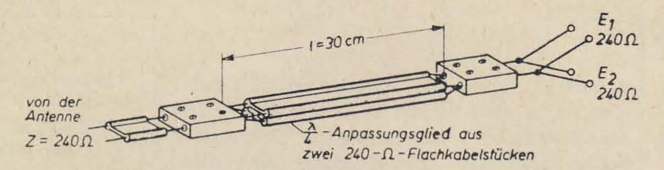


Bild 4: Anschluß von zwei Fernsehempfängern an eine Antenne mit zwei 240-Ω-Flachkabelstücken

nutzt, so wird die mittlere Wellenlänge eingesetzt.

Das $\lambda/4$-Anpassungsglied besteht aus zwei Flachkabelstücken, die parallel geschaltet sind (Bild 4). Soll zum Beispiel ein im Kanal 7 (Bildträger 193,25 MHz, Tonträger 199,75 MHz nach OIR) arbeitender FS-Sender mit einer Antennenanordnung, deren Fußpunktwiderstand 240 Ω beträgt, empfangen werden, so ist zunächst das geometrische Mittel aus den beiden Trägerfrequenzen für Bild und Ton zu bilden. Für die Mittelfrequenz ergibt sich:

$$f_{mit} = \sqrt{199{,}75 \cdot 193{,}25} = 197 \text{ MHz}.$$

Die dieser Frequenz entsprechende Wellenlänge ist

$$\lambda_{mit} = \frac{300}{197} = 1{,}52 \text{ m}.$$

Damit wird die mechanische Länge des $\lambda/4$-Kabelstückes multipliziert mit dem Verkürzungsfaktor $\approx 0{,}8$:

$$l = 0{,}8 \cdot \frac{152}{4} = 30{,}4 \text{ cm}$$

(abgerundet 30 cm).

Die durchgeführte Berechnung hat ziemlich allgemeine Gültigkeit für Breitbandantennen im FS-Band III, da Kanal 7 etwa in der Mitte dieses Bandes liegt.

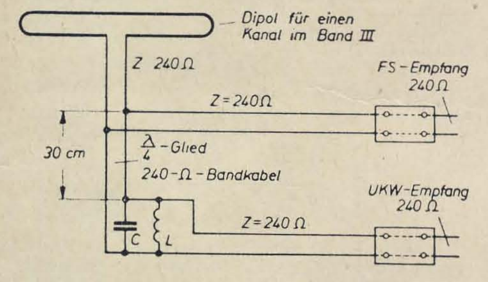


Bild 5: Anschluß eines Fernseh- und eines UKW-Empfängers an die Fernsehantenne

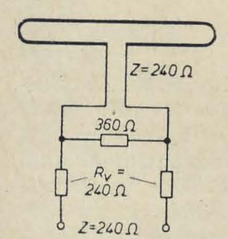


Bild 6: Reduzierglied 1 : 3 für 240-Ω-Eingang

Die Praxis hat gezeigt, daß man für den Fernseh- und den UKW-Hörrundfunkempfang mit einer gemeinsamen Antenne auskommt. Das Umschalten vom Rundfunk- auf den Fernsehempfänger und umgekehrt würde aber eine Unbequemlichkeit bedeuten und wird daher gern vermieden. Ein Parallelabzweig in der üblichen Form ist aber nicht möglich, da dieser Abzweig Störungen — insbesondere Reflexionen im Fernsehempfänger — hervorruft.

Die Antenne ist deshalb direkt mit dem Fernsehempfänger verbunden. Ein parallel dazu liegendes $\lambda/4$-Glied für 200 MHz ($\lambda = 1{,}5$ m, Flachkabelstück $\approx$ 30 cm), das für die FS-Frequenz als praktisch kurzgeschlossen angesehen werden kann, wird mit einem Kondensator C von 10 bis 20 pF abgeschlossen (Bild 5). Die zu dieser Kapazität parallel liegende Spule L (3 bis 4 Wdg. freitragend, 10 mm ∅) bildet mit dem Kondensator einen Resonanzkreis für den UKW-Bereich (etwa Bandmitte 94 MHz), der nach folgender einfachen Methode auf die Sollfrequenz 94 MHz abgestimmt werden kann: Man stellt den UKW-Empfänger auf einen Sender in der Nähe von 94 MHz ein und verändert die Windungsabstände durch Auseinanderziehen und Zusammendrücken der Spule so lange, bis der Magische Fächer des Empfängers die größte Empfindlichkeit anzeigt.

In unmittelbarer Nähe eines Fernsehsenders (das gilt aber ebensogut für UKW-Rundfunksender) kann es vorkommen, daß die Spannung am Eingang des Empfängers so groß ist, daß in den ersten Stufen des Gerätes eine Übersteuerung eintritt. Die Bilder sehen dann verwischt aus, weil durch Übersteuerung die Synchronisierimpulse abgeschnitten werden. Eine Abhilfe bringt in solchen Fällen ein Reduzierglied oder Abschwächer zwischen Antenne und Empfänger. Die Abschwächung kann in manchen Fällen bis 1 : 10 betragen. Ein Reduzierglied kann man sich aus Widerständen allein oder aus einer Kombination von Widerständen und Kondensatoren leicht selbst herstellen. Bild 6 zeigt ein Reduzierglied, das die von der Antenne gelieferte Spannung im Verhältnis 1 : 3 abschwächt, weil die Antennenspannung an den drei in Serie liegenden Widerständen von je 240 Ω liegt; die beiden in der Leitung liegenden Vorwiderstände $R_v = 240$ Ω sind Verlustwiderstände, nur der zwischen ihnen liegende FS-Empfänger mit ebenfalls 240-Ω-Eingangswiderstand ist in diesem Fall der Nutzwiderstand. Die Anpassung des Empfängers an die Antenne bleibt auch nach Einschalten des Abschwächers erhalten. Zu dem Querwiderstand von 360 Ω liegen die übrigen Widerstände (3 × 240 = 720 Ω) parallel. Der resultierende Widerstand beträgt somit

$$\frac{360 \cdot 720}{360 + 720} = 240 \, \Omega.$$

Reflexionen werden also mit Sicherheit vermieden.

In Bild 7 ist das entsprechende Reduzierglied bei Verwendung von 60-Ω-Koaxialkabel für einen 60-Ω-Empfängereingang gezeichnet. Sämtliche Widerstände betragen in diesem Fall 25% der entsprechenden Werte für 240-Ω-Empfängereingänge.

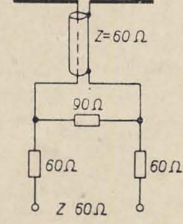


Bild 7: Reduzierglied 1 : 3 für 60-Ω-Eingang

In Bild 8 ist ein aus einem ohmschen Widerstand von 250 Ω und zwei Kondensatoren von je 1 pF gebildeter Abschwächer gezeichnet. Bei 200 MHz beträgt der Scheinwiderstand eines 1-pF-Kondensators:

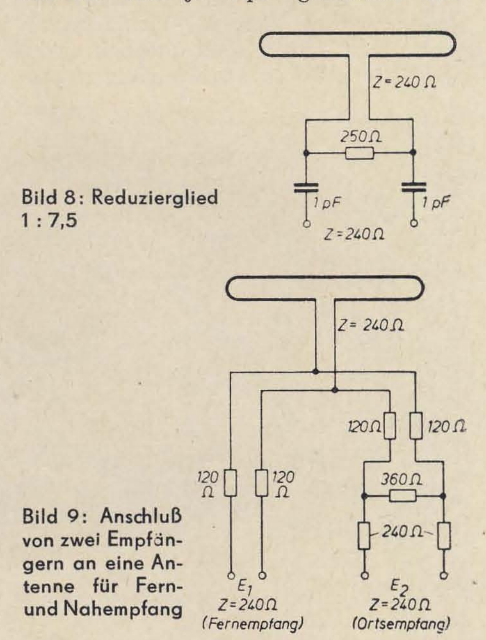


Bild 8: Reduzierglied 1 : 7,5

Bild 9: Anschluß von zwei Empfängern an eine Antenne für Fern- und Nahempfang

$$\frac{1}{2\pi \cdot 2 \cdot 10^8 \cdot 1 \cdot 10^{-12}} = 800 \, \Omega.$$

Das Abschwächungsverhältnis ist somit:

$$\frac{240}{800 + 240 + 800} \approx 1 : 7{,}5.$$

Die Anpassung ist aber auch beim RC-Abschwächer — wenigstens im Mittel — gewährleistet. Bei 200 MHz z. B. ergibt sich der Anpassungswiderstand zu:

$$\frac{250 \cdot (800 + 240 + 800)}{250 + 800 + 240 + 800} = 220 \, \Omega.$$

Allgemein ist zu bemerken, daß sich Widerstände für hohe Abschwächungsverhältnisse (größer als etwa 1 : 10) nicht mehr eignen, da die Kappenkapazität der Widerstände den wirksamen Wechselstromwiderstand bei 200 MHz stark herabsetzt. Findet man trotzdem Widerstände in solchen Abschwächern, so ist die Kappenkapazität und gegebenenfalls auch die der Anschlußbuchsen in das Reduktionsverhältnis mit einkalkuliert. Durch Verkleinern des Querwiderstandes auf 60 bis 65 Ω und Vergrößern der beiden Kondensatoren auf 4 pF kann man den RC-Abschwächer nach Bild 8 auch für 60-Ω-Anpassung verwenden. Mit derartigen Abschwächern ist es beispielsweise möglich, zwei aus angenähert gleicher Richtung aber auf verschiedenen Kanälen und aus verschiedener Entfernung kommende FS-Sender mit zwei Empfängern an einer Breitbandantenne zu empfangen. Der nahe Sender wird dann über ein Reduzierglied an den entsprechenden Empfänger geführt (Bild 9).

Aufspielverstärker „AV 1"

Der vom VEB Stern-Radio herausgebrachte 9/11-Kreis-Empfänger „Beethoven" besitzt im NF-Teil einen Zweikanalverstärker mit je einem Kanal für Hoch- und Tiefton. Aus diesem Grunde liegt der Anschluß für ein Magnettongerät noch vor dem NF-Verstärkerteil, und es ist daher nicht möglich, jedes Magnettongerät an den Empfänger anzuschließen, da die Verstärkung nicht ausreicht (z. B. „Topas", „BG 19", „Tonmeister")[1]).

Um dennoch mit diesem und anderen, ähnlich konstruierten Rundfunkempfängern Bandaufnahmen machen zu können, hat der VEB Stern-Radio Rochlitz einen besonderen Aufspielverstärker AV 1 geschaffen, der in das Rundfunkgerät mit eingebaut wird (Bild 1). Die für den Aufspielverstärker notwendigen Betriebsspannungen für die Heizung und die Anodenspannung der Röhren (EF 85, EF 80) werden aus dem Netzteil des Rundfunkempfängers entnommen. Bild 2 zeigt die Schaltung des Zusatzgerätes. Das Gitter der ersten Röhre (EF 85) liegt über ein 1-MΩ-Potentiometer (log) am Diodenstecker, der an den Diodenausgang des Empfängers angeschlossen wird. Mittels dieser Anordnung hat man die Möglichkeit, die Lautstärke und Klangfarbe der Wiedergabe des Rundfunkgerätes in jeder gewünschten Weise ändern zu können, ohne die Aufspielspannung und Frequenzcharakteristik hinter dem Aufspielverstärker zu beinflussen. Mit dem 1-MΩ-Potentiometer im Eingang des Aufspielverstärkers wird lediglich die Aufspielspannung für das Magnettongerät nach Aussteuerungsanzeige geregelt. *tae-*

Technische Daten

Frequenzbereich:
50 Hz bis 14 kHz

NF-Empfindlichkeit:
30 mV für 60 V Aufsprechspannung

Heizung:
6,3 V

Anodenspannung:
240 bis 300 V

Stromverbrauch:
600 mA Heizstrom
7 mA Anodenstrom

Abmessungen:
Breite 80 mm, Höhe 100 mm, Tiefe 90 mm

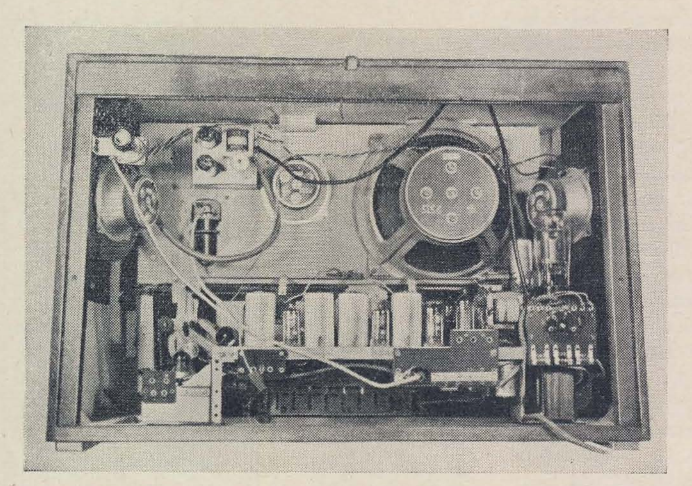


Bild 1: Geräterückansicht mit Aufspielverstärker links oben an der Schallwand

Bild 2: Schaltung des Aufspielverstärkers „AV 1"

[1]) Siehe auch RADIO UND FERNSEHEN Nr. 22 (1956) S. 684 und 696.

AUFGABEN UND LÖSUNGEN

Bearbeitet von HANS SUTANER

Die Aufgabe 5 im Heft 23 (1956) lautete:

Ein Bandfilter für eine Zwischenfrequenz von 473 kHz habe einen Kopplungsfaktor k = 1,4% und eine Dämpfung d = 0,7%.

Folgende Werte sind zu berechnen:

1. die relative Kopplung,
2. die relative Bandbreite,
3. die absolute Bandbreite und
4. die Selektion.

Lösung:

1. Die relative Kopplung ist

$$\frac{k}{d} = \frac{1,4\%}{0,7\%} = 2$$

2. Die relative Bandbreite beträgt

$$y_{0,7} = d\sqrt{\left(\frac{k}{d}\right)^2 - 1 \pm 2\frac{k}{d}\sqrt{\left(\frac{U_{s\,max}}{U_s}\right)^2 - 1}}\ \%$$

$$= 0,7\sqrt{4 - 1 \pm 2\cdot 2\sqrt{(\sqrt{2})^2 - 1}}\ \%$$

$$= 0,7\sqrt{3 + 4\sqrt{1}}\ \%$$

$$= 0,7\sqrt{7}\ \%$$

$$= 0,7 \cdot 2,64\% = 1,848\ \%,$$

wenn man $\frac{U_s}{U_{s\,max}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,71$ einsetzt.

U_s = Ausgangsspannung für von der Resonanzfrequenz f_0 abweichende Frequenzen,

U_{smax} = maximale Ausgangsspannung in Höckerhöhe.

3. Hieraus ergibt sich die absolute Bandbreite zu $b_{0,7} = 473\ \text{kHz} \cdot 1,848\% \approx 8,75\ \text{kHz}$

4. Die Selektion gegenüber einem um 9 kHz frequenzbenachbarten Sender berechnet sich nach der Formel:

$$s = \frac{1}{1 + \left(\frac{k}{d}\right)^2} \cdot \sqrt{\left[1 + \left(\frac{k}{d}\right)^2 - \left(\frac{y}{d}\right)^2\right]^2 + 4\left(\frac{y}{d}\right)^2}.$$

In diese Formel ist einzusetzen: $y = 2 \cdot \frac{9}{473} \approx 3,8\%$, also $\frac{y}{d} = \frac{3,8}{0,7} = 5,43$. Folglich

$$s = \frac{1}{5}\sqrt{(5 - 29,5)^2 + 4 \cdot 29,5}$$

$$= \frac{1}{5}\sqrt{(-24,5)^2 + 118}$$

$$= \frac{1}{5}\sqrt{718} = 1/5 \cdot 26,8 = 5,36 : 1.$$

Aufgabe 6: Ein induktiv und kritisch gekoppeltes ZF-Bandfilter für f_r = 468 kHz besitzt zwei Spulen mit gleichen Induktivitäten $L_1 = L_2 = L$ = 0,5 mH, deren Wirkwiderstände $R_1 = R_2 = R$ = 10 Ω betragen. Die Parallelkapazitäten sind $C_1 = C_2 = C$ = 230 pF. Die vorgeschaltete ZF-Pentode hat einen Innenwiderstand R_i = 2 MΩ und nach ihrer Röhrenkennlinie eine Arbeitssteilheit S_A = 2 mA/V. Parallel zum Sekundärkreis des Bandfilters liegt eine Diodenstrecke mit einem scheinbaren Dämpfungswiderstand R_D = 250 kΩ.

Zu berechnen sind:

1. die größtmögliche Spannungsverstärkung $V_{u_{max}}$ der ZF-Verstärkerstufe,
2. der Kopplungsfaktor k_L,
3. die mittlere Resonanzdämpfung d_L des gesamten Bandfilters und
4. die Güte (Resonanzschärfe) Q_L (oder ϱ_L) des Bandfilters.

Schwarzarbeit im Rundfunkmechanikerhandwerk

Solange es handwerkliche Berufe gibt, deren Ausübung von bestimmten Genehmigungen oder Zulassungen abhängig ist, besteht die Tatsache, daß Personen auch ohne diese vorgeschriebenen Konzessionen handwerkliche Tätigkeit ausüben.

Wann liegt Schwarzarbeit vor?

Gerade im Rundfunkmechanikerhandwerk ist Schwarzarbeit keine Seltenheit. Für diesen Berufszweig interessieren sich besonders viele Berufsfremde, die sich in ihrer Freizeit mit Bastelarbeiten beschäftigen. Es bleibt dann meist nicht aus, daß der und jener Bekannte Empfänger zum Reparieren oder Umbau bringt. Solange diese Arbeiten aus Interesse an der Aufgabe oder aus Gefälligkeit unentgeltlich ausgeführt werden, liegt keine Schwarzarbeit im eigentlichen Sinne vor. Dies ist erst dann der Fall, wenn solche Arbeiten im größeren Umfang und gegen irgendwelche Entschädigungen durchgeführt werden.
Auch Antennen werden häufig von Nichtfachleuten, öfter auch von Rundfunkmechanikern privat nach der Arbeitszeit errichtet. Hier liegt ebenfalls Schwarzarbeit vor, wenn für die Antennenmontage bezahlt wurde oder eine sonstige Entschädigung erfolgte.

Gesetzliche Bestimmungen gegen Schwarzarbeit

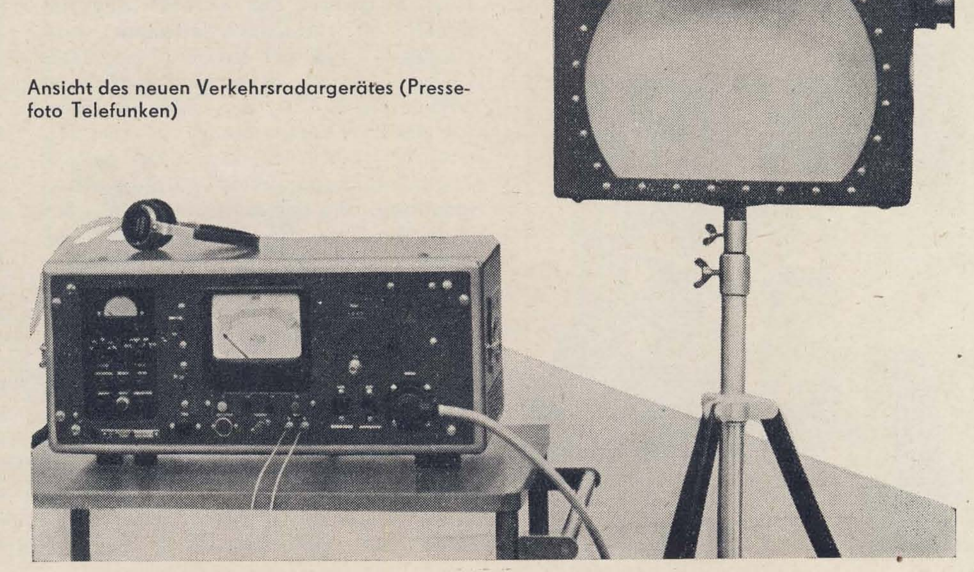
Schwarzarbeit ist auch in unserer Deutschen Demokratischen Republik verboten. § 3 des Gesetzes zur Förderung des Handwerks gibt hierüber folgende eindeutige Auskunft:
„Zur Ausübung selbständiger handwerklicher Tätigkeit ist nur berechtigt, wer als Inhaber eines Handwerksbetriebes zugelassen ist. Nach § 9 der „Verordnung über die Regelung der Gewerbetätigkeit in der privaten Wirtschaft" wird derjenige mit einer Ordnungsstrafe bis zu 500,— DM belegt, der sein Gewerbe ohne staatliche Erlaubnis ausübt. Die erste Durchführungsbestimmung vom 30. September 1956 zu der Verordnung legt den Räten der Kreise, Städte und Gemeinden die Pflicht auf, alle Gewerbebetriebe bis zum 1. Juli 1957 zu kontrollieren.
Von den übrigen auf das Verbot der Schwarzarbeit hinweisenden Bestimmungen sei noch die Rundverfügung III AV/Nr. 119/51 der Regierung des früheren Landes Thüringen erwähnt, in der es unter anderem heißt:
„Um die Grundlagen unserer demokratischen Wirtschaftsordnung zu festigen, dem Gesetz über die Eröffnung, die Erweiterung, Verlegung und Umstellung von gewerblichen Betrieben vom 18. Oktober 1946 sowie dem Gesetz zur Förderung des Handwerks vom 9. August 1950 voll Rechnung zu tragen und im Interesse der Kontrolle der Qualitätssteigerung der Produktion, der Reparaturen und Dienstleistungen gewerblicher Betriebe ist gegen Schwarzarbeit schärfstens vorzugehen."
Die Rundverfügung geht zum Schluß auf die Bestrafungsmöglichkeit ein und stellt fest, daß in schwerwiegenden Fällen Strafverlangen nach § 21 der Wirtschaftsstrafverordnung zu stellen ist.

Warum Verbot der Schwarzarbeit?

Zum Schluß sei noch kurz auf die Gründe eingegangen, die zur Bekämpfung der Schwarzarbeit berechtigen.
Qualität: In der oben erwähnten Rundverfügung der Thüringer Regierung wurde bereits angeführt, daß sich Schwarzarbeit nachteilig auf die Qualität der geleisteten Arbeit auswirkt, da sie ja in bezug auf Ausführung und Qualität nicht kontrolliert werden kann.
Steuerpflicht: Personen, die Schwarzarbeit leisten, entziehen sich der für handwerkliche und sonstige Betriebe verbindlichen Steuerpflicht, wodurch unserem Staat erhebliche Einnahmen verlorengehen. Dieser Verlust muß durch ein erhöhtes Steueraufkommen der ordnungsmäßig angemeldeten und zugelassenen Privatbetriebe ausgeglichen werden.
Überstunden: Um die Gesundheit und die Arbeitsfähigkeit unserer Werktätigen aufrechtzuerhalten, verfügte unsere Regierung, daß die gesetzliche Arbeitszeit von 48 Stunden in der Woche unbedingt einzuhalten ist. Führen nun Werktätige neben ihrem Hauptberuf noch irgendeine Schwarzarbeit aus, dann verstoßen sie also gegen diese Schutzbestimmungen der Regierung.
Arbeitsschutzbestimmungen: Für alle Berufe und Wirtschaftszweige und damit auch für das Rundfunkmechanikerhandwerk bestehen besondere Arbeitsschutzbestimmungen, die unbedingt einzuhalten sind. Vor allen Dingen gilt dies für die nicht immer ungefährliche Errichtung von Außen- und Hochantennen. Schwarzarbeiter werden diese Schutzbestimmungen in der Regel nicht beachten, sie sind ihnen in den meisten Fällen sogar unbekannt. Im allgemeinen verfügen Schwarzarbeiter auch nicht über ordnungsgemäße Arbeitsgeräte, Werkzeuge usw., wodurch die an sich bestehende Unfallgefahr noch gesteigert wird. Die Folge ist, daß gerade bei diesen oft unsachgemäß und nicht mit genügender Sorgfalt ausgeführten Arbeiten Unfälle nicht selten sind. Die hierdurch entstehenden Ausgaben belasten aber die Sozialversicherung und damit die Allgemeinheit nicht unerheblich, ganz gleich, ob derartige Unfälle von der Sozialversicherung als Arbeitsunfälle anerkannt werden oder nicht.
Materialverbrauch: Um den Bedarf an Rohstoffen zu steuern, ist z. B. für bestimmte Zwecke die Verwendung von Austauschstoffen vorgeschrieben. Schwarzarbeiter beachten diese Bestimmungen im allgemeinen nicht, so daß vielfach wertvolles Material vergeudet wird.
Hinzu kommt noch, daß Schwarzarbeit, sei es infolge mangelnder Sachkenntnis oder um möglichst „billig" zu arbeiten, unsachgemäß und nicht den technischen Normen entsprechend ausgeführt wird. Die Folge dieser Mängel ist, daß diese Arbeiten häufig nach kurzer Zeit wiederholt werden müssen, womit dann meist ein Handwerker beauftragt wird. Leider steigert sich dadurch aber auch der Materialverbrauch nicht unerheblich.
Bei Schwarzarbeit durch Gehilfen der Rundfunkmechaniker, Elektroinstallateure usw. besteht außerdem noch die Gefahr, daß sie für ihre „Nebenarbeit" Material ihres Meisters verwenden.
Es ist die Pflicht jedes Handwerksmeisters, die Schwarzarbeit zu bekämpfen und ihm bekannt werdende Fälle der Handwerkskammer oder der Volkspolizei anzuzeigen. Handelt es sich um seine eigenen Beschäftigten, so hat er sie zu verwarnen. Übernimmt der Beschäftigte trotz der Verwarnung wieder eine Schwarzarbeit, so kann daraufhin das Arbeitsverhältnis gelöst werden. Hierbei sind die Bestimmungen der Kündigungsverordnung zu beachten. *kl-s.*

Telefunken-Verkehrsradar

Mit diesem neuen Gerät (siehe Bild) kann innerhalb von Sekundenbruchteilen die Geschwindigkeit von Fahrzeugen mit $\pm 3\%$ Genauigkeit gemessen, mit einer vorher eingestellten Normalgeschwindigkeit verglichen und mit Hilfe eines Zählwerkes die Verkehrsdichte von Straßen festgestellt werden. Es kommt das Doppler-Prinzip zur Anwendung: Die unmodulierte Schwingung eines Klystronsenders wird über eine Richtantenne abgestrahlt, von dem bewegten Ziel reflektiert und mit je nach der Geschwindigkeit und Richtung des Zieles höherer oder niedrigerer Frequenz von der Empfangsantenne aufgefaßt. Senderfrequenz und empfangene Frequenz werden gemischt und ergeben bei den üblichen Geschwindigkeiten von Straßenfahrzeugen als Differenz eine Tonfrequenz. Über einen umschaltbaren Hochpaß, mit dem bewirkt werden kann, daß nur solche Geschwindigkeiten angezeigt und registriert werden, die über 40, 60 oder 100 km/h liegen, erreicht das Signal eine Auslöseschaltung. Diese stellt fest, ob die Doppler-Schwingung eine bestimmte Mindestamplitude hat und diese während einer Prüfzeit von 0,1 s nicht wieder unterschreitet. Nur dann wird das Zählwerk betätigt, und ein Meßzeitgenerator bewirkt eine 0,2 s dauernde Messung der Dopplerfrequenz in einer Integrationsschaltung, deren Ausgangsspannung also eine Funktion der Doppler-Frequenz (d. h. der Geschwindigkeit) ist. Der am Ende der Meßzeit erreichte Amplitudenwert wird konstant gehalten und an dem in km/h geeichten Instrument angezeigt.
Wenn das beobachtete Fahrzeug die Strahlungskeule der Antenne verläßt, so bleibt der Zeiger des Instruments auf dem gemessenen Wert stehen, bis ein neues Ziel aufgefaßt wird. Die Auslöseschaltung bewirkt dann die Löschung der in der Integrationsschaltung gespeicherten Spannung. Das Instrument geht jedoch von dem Vorwert gleich auf den neuen Wert über, ohne vorher auf Null abzufallen. Dadurch kann nach einer Gesamtmeßzeit von 0,4 s bereits eine neue Messung erfolgen.
Der Mindestabstand der Fahrzeuge muß 20 bis 30 m betragen, wenn das Zählwerk einwandfrei arbeiten soll. Dieser Abstand ist von der Geschwindigkeit abhängig. Der Geschwindigkeitsmeßbereich liegt zwischen 20 und 150 km/h. Das Gerät ist für den Anschluß an 6/12 V Gleich- und 220 V Wechselspannung vorgesehen. Die HF-Leistung des Senders beträgt 25 mW bei einer gesamten Leistungsaufnahme von etwa 55 W. *Kt.*


Ansicht des neuen Verkehrsradargerätes (Pressefoto Telefunken)

Mitteilung aus dem VEB Stern-Radio Berlin

BERNHARD ERNST

8 E 171 „Berolina"

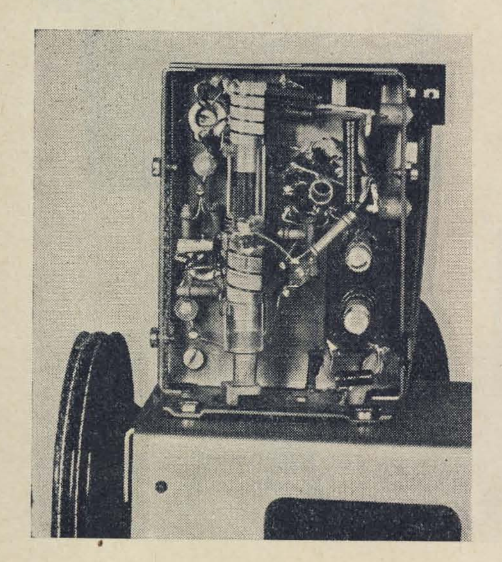
Ein leistungsfähiger Wechselstrommittelsuper

Eine Betrachtung der zur Zeit auf dem Markt befindlichen Rundfunkempfänger zeigt, daß der Mittelsuper bei weitem vorherrscht. Diese Geräteklasse gibt dem Konstrukteur einerseits die Möglichkeit, die Wünsche des durchschnittlichen Käufers in bezug auf die Leistung des Gerätes zu befriedigen und ihm andererseits einen gewissen Komfort zu bieten. Wenn von einer Klassifizierung von Rundfunkgeräten gesprochen wird, ist selbstverständlich mit der Bewertung der technischen Ausrüstung auch eine preisliche Begrenzung verbunden. Mit dem „Berolina" bringt der VEB Stern-Radio Berlin ein Gerät in den Handel, das mit seinem Preis von 610,— DM zweifellos an der oberen Grenze der Mittelsuper liegt, bei dem aber auch ein verhältnismäßig hoher technischer Aufwand getrieben wurde.

Schaltungsmäßig handelt es sich um einen 7-Röhren-6/11-Kreis-Super. Das Chassis, das außer den Lautsprechern sämtliche Bauteile trägt, was der Service sehr begrüßen wird, wurde als Standardchassis entwickelt und ist in der Lage, durch die bereits vorhandenen Durchbrüche die zusätzlichen Bauelemente für einen Großsuper aufzunehmen. Der UKW-Teil sowie die gesamte FM-Demodulation wurden als Bausteine ausgebildet. Bei AM arbeitet die ECH 81 in normaler Weise in multiplikativer Mischschaltung. Die Antennenkopplung für Kurzwelle ist induktiv, während für Mittel- und Langwelle von der kapazitiven Stromkopplung über C_3 Gebrauch gemacht wird.

Im Oszillatorteil ist für die Bereiche Mittel- und Langwelle die Colpitts-Schaltung und für Kurzwelle die Meißner-Rückkopplungsschaltung vorgesehen. Der 300-Ω-Widerstand dient zur Linearisierung der Oszillatoramplitude auf Kurzwelle. Der ZF-Verstärker arbeitet bei AM einstufig. Die EBF 80 übernimmt mit einer Diodenstrecke gleichzeitig die Demodulation und Regelspannungserzeugung. Die Spulen der kleinen ZF-Kombi-Filter, Abmessungen des Filters 45×40×20 mm, sind mit Ferrithülsen abgedeckt. Hierdurch wird ein fest in sich geschlossenes Feld erreicht und die Dämpfung durch die Abschirmkappe herabgesetzt. Um die gewünschte Kurvenform zu erhalten, sind die Kreise noch zusätzlich über C_{37} bzw. C_{46} kapazitiv gekoppelt. Bei einer Bandbreite von 3,5 kHz beträgt die Selektion 1 : 300.

UKW-Bauteil

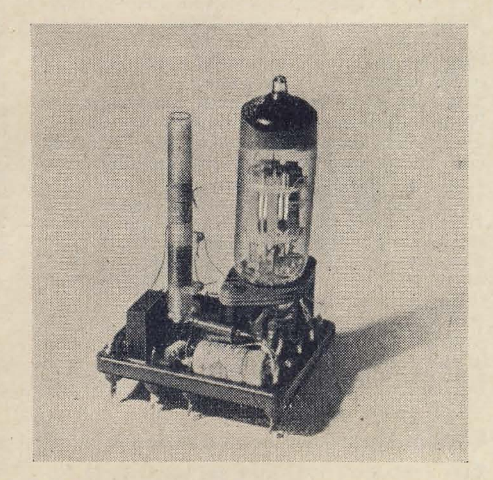


FM-Teil

Besonderer Wert wurde auf gute Empfangseigenschaften des Gerätes im Ultrakurzwellenbereich gelegt. Im Tuner arbeitet die Doppeltriode ECC 85 in induktiver Abstimmung. Mit dem ersten System wird die HF-Verstärkung in Zwischenbasisschaltung vorgenommen. C_4 neutralisiert diese Stufe, mit der eine etwa 20fache Verstärkung erreicht wird. In selbstschwingender Mischschaltung arbeitet die 2. Triode, in die über den Oszillatorbrückenpunkt C_{13}, C_{14} die HF eingekoppelt wird. Sorgfältigste Bemessung der Oszillatorbrücke setzt die Störstrahlung des Gerätes unter das geforderte Maß herab. Die Kreiskapazität zu L_{17} wird ausschließlich durch die Schalt- und Röhrenkapazität gebildet. Die Gesamtverstärkung des Tuners ist über Wellenschalter gemessen $\geq$ 300fach. Mit dem RC-Glied R_{11}, C_{29} wird bereits eine Vorbegrenzung der ECH 81 erreicht, deren Heptode die 1. ZF-Verstärkung vornimmt. Als 3. ZF-Verstärkerstufe wird bei FM die EF 89 zugeschaltet, die als Begrenzer arbeitet. Die Begrenzung setzt bereits bei einer Eingangsspannung von 7 μV ein und ist bei 10 μV voll wirksam. Im nachfolgenden Ratiodetektor mit den beiden niederohmigen Dioden der EABC 80 erfolgt die FM-Demodulation. Das Deakzentuierungsglied R_{25}, C_{77} ist für 20 ms ausgelegt. Zur Verbesserung des Signal/Störspannungsverhältnisses wird mit der 3. Diode der EABC 80 eine feldstärkeabhängige Rauschunterdrückung vorgenommen. Über R_{29} erhält die Diode eine positive Vorspannung, die über R_{27} kompensiert werden kann. Bei kleiner Eingangsspannung überwiegt die positive Spannung, und der Kondensator C_{55} beschneidet über die Diodenstrecke das Empfängerrauschen. Mit steigender Eingangsspannung überwiegt die vom Ratiodetektor gelieferte negative Spannung, bis diese die Diode sperrt und somit die Beschneidung aufhebt.

NF-Teil

Die Niederfrequenz gelangt über einen Umschalter zu dem mit dem Triodensystem der EABC 80 und der Endpentode EL 84 aufgebauten Niederfrequenzteil. Durch den Spannungsteiler R_{18}, R_{19} wird erreicht, daß sich die Lautstärke beim Umschalten von AM auf FM nicht wesentlich ändert. Bei einem Klirrfaktor von 10% hat die Endstufe bei 800 Hz eine Sprechleistung von etwa 3 W. Besonderer Wert wurde auf den Frequenzgang gelegt. Als Ausgangstrafo dient ein E/I-84-Schnitt, der durch sorgfältigste Bemessung und mehrfache Schachtelung hinreichende Induktivität und geringste Streuinduktivität aufweist. Mit den Reglern R_{36} und R_{39} sind die Tiefen und Höhen getrennt regelbar. Die Einbeziehung des Hochtonreglers in den Gegenkopplungskanal steigert die Wirkung dieses Reglers. Bei der Auslegung der Schaltung wurde darauf hingezielt, daß bei einer intensiven Reglerwirkung die Lautstärkeänderung $\leq$ 5 dB ist. Zur gehörrichtigen Lautstärkeregelung dient einmal das RC-Glied R_{53}, C_{61} sowie R_{54}, C_{80} an der Anzapfung des Potentiometers unter Einbeziehung in den zweiten Gegenkopplungskanal. Je nach Stellung des Schleifers erhält man dadurch eine mehr oder weniger starke Anhebung der Höhen und Tiefen und einen besonders guten Angleich an die Fletcher-Munson-Kurven. Mit der in der Wellenschalter-Drucktastenebene liegenden Taste „Klang" läßt sich der Gegenkopplungsgrad verändern. Dadurch ergibt sich eine zusätzliche von der Stellung der Höhen- und Tiefenregler unabhängige Absenkung der mittleren Frequenzen.

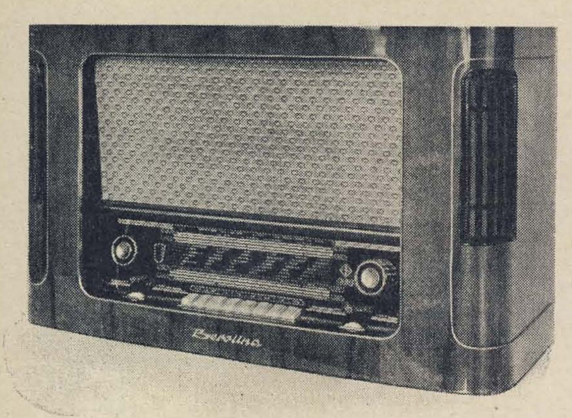


FM-Demodulatorteil

Für die Lautsprecherkombination wurden nur permanentdynamische Systeme verwendet. Die Hochtonlautsprecher sind in den vorderen Gehäuseecken angeordnet und strahlen im Winkel von 45° zum Hauptlautsprecher. Die Speisung der Lautsprecher erfolgt über die Weiche Dr_1 — C_{73}. Die Schnittfrequenz wurde auf 2000 Hz gelegt. Durch diese Trennung wird das Entstehen von Intermodulationsverzerrungen in den Lautsprechern vermindert.

8 E 171 „Berolina"

VEB Stern-Radio Berlin



Der „Berolina" wird außer in dieser Standardausführung auch noch im modernen Stilgehäuse geliefert, siehe Titelbild RADIO UND FERNSEHEN Nr. 19 (1956)

Technische Daten

Stromart:
Wechselstrom

Netzspannungen:
110/127/220/240 V

Leistungsaufnahme:
etwa 60 W

Röhrenbestückung:
ECC 85, ECH 81, EBF 80, EF 89, EABC 80, EL 84, EM 80

Gleichrichterröhre:
EZ 80

Skalenlampen:
3 Soffitten 6,3 V; 0,3 A

Wellenbereiche:
U 87 bis 100 MHz
6 bis 14,5 MHz
M 530 bis 1600 Hz
L 140 bis 310 Hz

Zahl der Kreise:
AM 6, FM 11

Zwischenfrequenz:
AM 473 kHz, FM 10,7 MHz

Klangregelung:
Höhen und Tiefen getrennt stetig regelbar

Empfangsgleichrichtung:
AM Diodengleichrichtung
FM Ratiodetektor

Schwundausgleich:
auf 2 Röhren wirkend

Ausgangsleistung bei 10 % Klirrfaktor:
etwa 3 W

Lautsprecher:
1 × 3 W 200 mm Ø, 2 × Hochton 1,5 W oval 80 × 140 mm

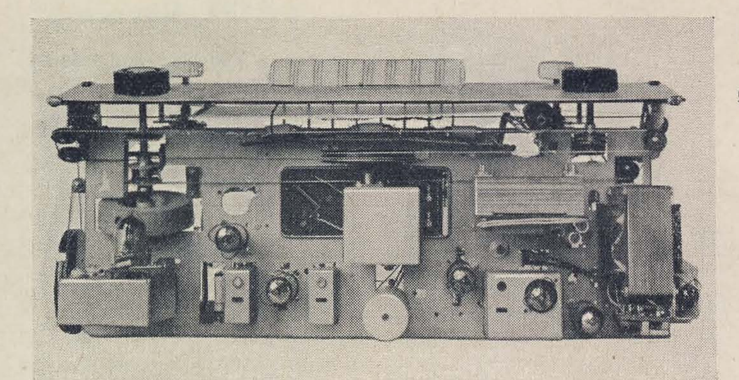
Empfindlichkeit:
M und L 25 µV, K 30 µV bei 50 mW
UKW ≦ 3 µV bei 26 dB und 12,5 kHz Hub
UKW < 10 µV bei 40 dB und 12,5 kHz Hub

Spiegelfrequenzselektion:
M 600 kHz 1 : 300
L 200 kHz 1 : 1000

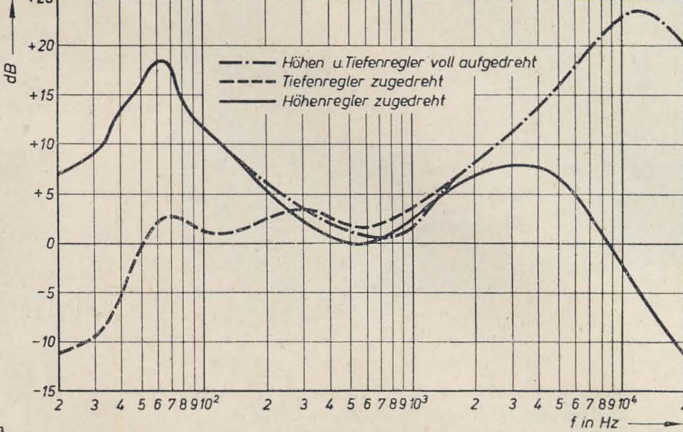
ZF-Festigkeit:
M 1 : 80; UKW 1 : 5000

Gehäuse:
Edelholz furniert

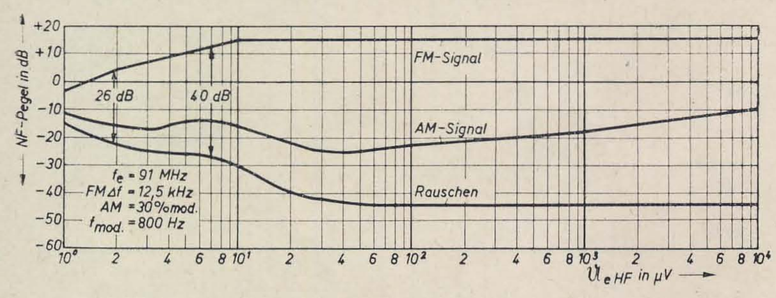
Gehäuseabmessungen:
670 × 430 × 260 mm



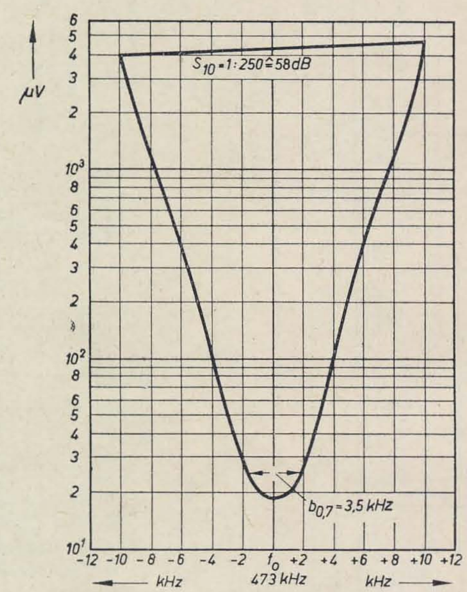
Chassisansicht des „Berolina“



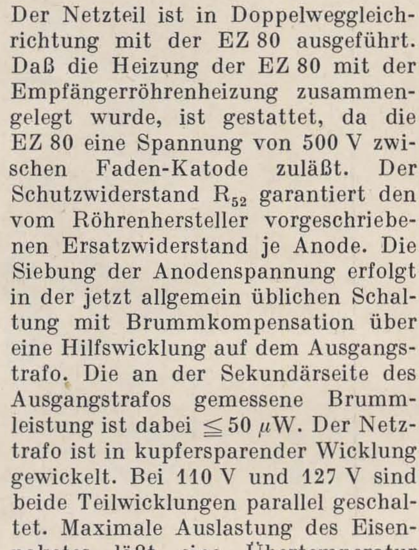
Wirkung der Höhen- und Tiefenregler, gemessen über TA – niederohmigen Lautsprecherausgang. Lautstärkeregler etwa $^1/_3$ aufgedreht



Empfindlichkeit und Rauschabstand, gemessen über Ohrfilter



Durchlaßkurve für ZF = 473 kHz, gemessen am Gitter 1 der ECH 81

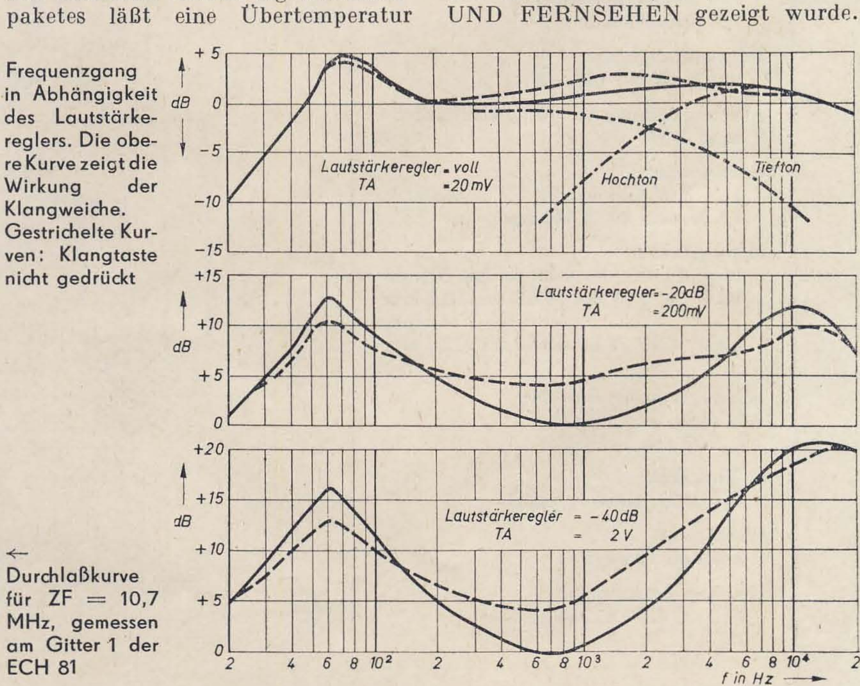


Netzteil

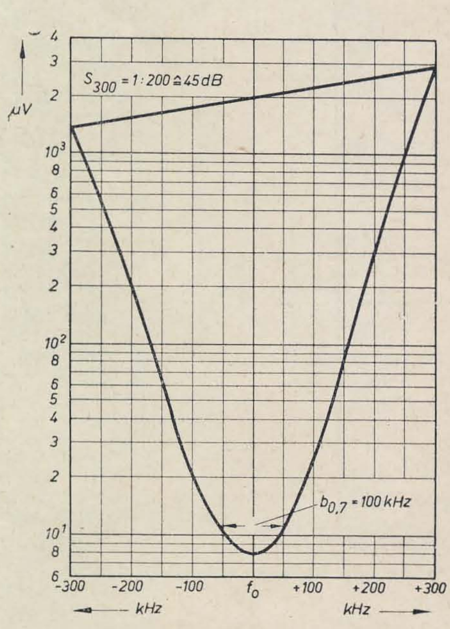
Der Netzteil ist in Doppelweggleichrichtung mit der EZ 80 ausgeführt. Daß die Heizung der EZ 80 mit der Empfängerröhrenheizung zusammengelegt wurde, ist gestattet, da die EZ 80 eine Spannung von 500 V zwischen Faden-Katode zuläßt. Der Schutzwiderstand R_{52} garantiert den vom Röhrenhersteller vorgeschriebenen Ersatzwiderstand je Anode. Die Siebung der Anodenspannung erfolgt in der jetzt allgemein üblichen Schaltung mit Brummkompensation über eine Hilfswicklung auf dem Ausgangstrafo. Die an der Sekundärseite des Ausgangstrafos gemessene Brummleistung ist dabei $\leq 50\ \mu$W. Der Netztrafo ist in kupfersparender Wicklung gewickelt. Bei 110 V und 127 V sind beide Teilwicklungen parallel geschaltet. Maximale Auslastung des Eisenpaketes läßt eine Übertemperatur $t_ü = 60°$ entstehen, die jedoch auch bei längerem Betrieb keinen Schaden am Trafo entstehen läßt.

Allgemeines

Sämtliche Bereiche werden durch Drucktasten geschaltet. Für „Aus“, „Tonabnehmer“ und „Tonband“ ist je eine gesonderte Taste vorgesehen. Durch die getrennte Tonbandtaste wird ein Umstecken vermieden, wenn von TA auf TB übergegangen werden soll. Ferner entfällt damit die konstante Parallelschaltung, wenn Tonbandgerät und Tonabnehmer gleichzeitig angeschlossen sind, die einen nachteiligen Einfluß auf den Frequenzgang haben könnte. Tonbandgeräte mit Diodenanschluß lassen sich über die genormte Dose anschließen. Der eingebaute UKW-Schmetterlingsdipol ist über die Drossel L_1 in den AM-Bereichen als Behelfsantenne wirksam. Die Abstimmung erfolgt mit einem sich automatisch beim Drücken der AM-FM-Tasten umschaltenden Schwungrad-Duplexantrieb. Außer in der Normalausführung (s. Bild auf S. 17) erscheint der „Berolina“ noch im modernen Stilgehäuse, wie er auf dem Titelbild vom Heft 19 (1956) von RADIO UND FERNSEHEN gezeigt wurde.



Frequenzgang in Abhängigkeit des Lautstärkereglers. Die obere Kurve zeigt die Wirkung der Klangweiche. Gestrichelte Kurven: Klangtaste nicht gedrückt



← Durchlaßkurve für ZF = 10,7 MHz, gemessen am Gitter 1 der ECH 81



Dipl.-Ing. ALEXANDER RASCHKOWITSCH

Messungen an Empfängern und Verstärkern

Beurteilung von Empfängern und Verstärkern

Die Leistungsfähigkeit von Empfängern und Verstärkern wird im allgemeinen nach folgenden Gesichtspunkten beurteilt:

1. Verstärkungsgrad (Empfindlichkeit)
2. Ausgangsleistung
3. lineare Verzerrungen (Frequenzband)
4. nichtlineare Verzerrungen (Klirrfaktor)
5. Phasenverzerrungen (Laufzeitfehler)
6. Rauschen (Grenzempfindlichkeit)
7. Störungen (Kreuz-, Brummodulation, Pfeifen)

Die ersten beiden Punkte sind im wesentlichen abhängig von der Röhren- und Stufenzahl. Die Gesamtverstärkung ergibt sich durch Multiplikation der einzelnen Stufenverstärkungen.

Lineare Verzerrungen entstehen durch Abfall der Verstärkung bei tiefen und hohen Übertragungsfrequenzen. Für den Gesamtverstärker wird im allgemeinen ein Verstärkungsabfall von rund 30% der Maximalverstärkung noch zugelassen, d. h. die einzelnen Verstärkerstufen müssen einen wesentlich geringeren Verstärkungsabfall aufweisen. Die nichtlinearen Verzerrungen entstehen in erster Linie in Röhren, die bis in die gekrümmten Kennlinienteile durchgesteuert werden. Der hierdurch auftretende Klirrfaktor soll jedoch im allgemeinen 1 bis 2% nicht übersteigen. Die Phasenverzerrungen gehen auf dieselben Ursachen zurück wie die linearen Verzerrungen. Der bei den linearen Verzerrungen zulässige Verstärkungsabfall um 30% ist gleichbedeutend mit der Forderung, daß der Phasenwinkel an den Grenzen des Frequenzbandes einen Höchstwert von $\pm 45°$ haben darf. Der maximal mit einem Verstärker erzielbare Verstärkungsgrad ist durch das Widerstands- und Röhrenrauschen begrenzt. Das Rauschen hat seine Ursache in der Wärmebewegung der Elektronen in Röhren, Widerständen und Schwingungskreisen. Die durch das Rauschen bedingte Grenzempfindlichkeit soll den Wert von etwa 10 bis 20 kT_0-Einheiten nicht überschreiten.

Die Bestimmung verschiedener anderer Eigenschaften der Empfänger und Verstärker, wie Regelcharakteristik, Trennschärfe, Wiedergabekennlinie (Frequenzgang) u. ä., kann auf die Messung der oben gegebenen Punkte zurückgeführt werden.

Zur einwandfreien Überprüfung der Leistungsfähigkeit eines Empfängers oder Verstärkers gehört schließlich noch eine Reihe von Messungen, die man unter dem Sammelnamen Störmessungen zusammenfaßt.

Die folgenden Ausführungen können naturgemäß keine exakten Meßvorschriften enthalten. Sie werden am zweckmäßigsten den Gerätebeschreibungen der Herstellerfirmen für die einzelnen Geräte entnommen. Wir beschränken uns darauf, die allgemeinen Meßvorgänge und die damit verbundenen Anforderungen an die Meß- und Prüfgeräte zu besprechen.

Messung des Verstärkungsgrades und der Ausgangsleistung

Die Messung des Verstärkungsgrades, d. h. des Verhältnisses der Ausgangsspannung zur Eingangsspannung, erfolgt am zweckmäßigsten durch Ermittlung der Ausgangsspannungen bei konstanter Eingangsspannung verschiedener Frequenz, wobei auf die Vermeidung der Übersteuerung zu achten ist. Hierzu wird nach Bild 1 am Verstärkereingang ein Wechselstromgenerator veränderlicher Frequenz (HF- bzw. NF-Generator) verwendet, dessen Ausgangswiderstand etwa dem Eingangswiderstand des zu untersuchenden Verstärkers entspricht. Die Generatorspannung muß grob und fein regelbar sein und entweder einem genau geeichten und belastungsunabhängigen ohmschen Spannungsteiler entnommen werden, oder aber mit einem Röhrenvoltmeter gemessen werden. Die Ausgangsspannung ist bei belastetem Verstärker mit einem möglichst frequenzunabhängigen Spannungsmesser zu messen. Man verwendet hierzu in der Regel ebenfalls Röhrenvoltmeter.

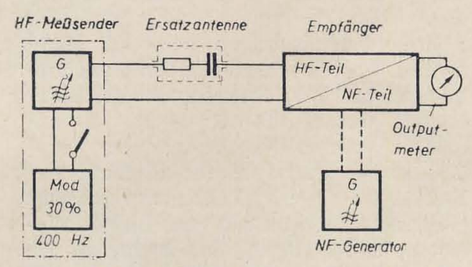


Bild 1: Grundsätzliche Meßanordnung zur Untersuchung von Empfängern und Verstärkern

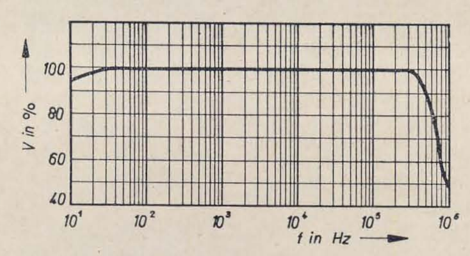


Bild 2: Frequenzabhängigkeit der Verstärkung eines modernen Meßverstärkers

Bei reinen Spannungsverstärkern sind die Meßgeräte so zu wählen, daß sie die Verstärkerschaltung nicht wesentlich beeinflussen. Man verwendet daher am zweckmäßigsten Spannungsmesser mit möglichst hohem Innenwiderstand (einige hundert kΩ) und möglichst geringer Eigenkapazität (5 bis 10 pF). Bei Leistungsstufen wird zweckmäßigerweise die Ausgangsleistung selbst beobachtet. Steht ein Ausgangsleistungsmesser (Outputmeter) mit geeignetem Innenwiderstand nicht zur Verfügung, so kann die Leistungsbestimmung auch durch eine Spannungsmessung (U) am bekannten Belastungswiderstand (R) mit Röhrenvoltmeter erfolgen ($N = U^2/R$). Seltener wird man sie durch Messung des Stromes im Belastungswiderstand mit einem Thermostrommesser bestimmen ($N = I^2R$).

Die Meßergebnisse sind stets grafisch darzustellen (Bild 2).

Messung der Empfindlichkeit

Die Empfindlichkeitsmessung ist ihrer Definition entsprechend eine Messung der gesamten Empfängerverstärkung. Sie besteht in der Bestimmung der zu 30% mit 400 Hz, oder neuerdings mit 1000 Hz amplituden- bzw. frequenzmodulierten HF-Empfängereingangsspannung

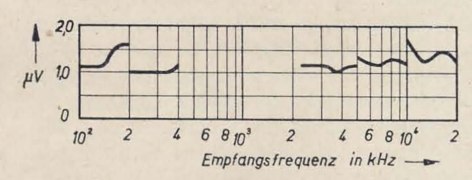


Bild 3: Empfindlichkeitskurven eines kommerziellen Funkempfängers mit zwei Langwellenbereichen und drei Kurzwellenbereichen

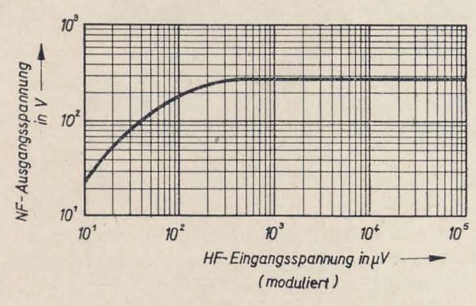


Bild 4: Regelkurve eines modernen Empfängers

in μV, die zur Erzielung einer Ausgangsleistung von 50 mW bei vollaufgedrehtem Lautstärkeregler und bei nicht wirksamer automatischer Lautstärkeregelung benötigt wird. Dazu wird von einem Meßsender über eine künstliche Antenne ein moduliertes HF-Signal regelbarer Stärke und Frequenz an den Eingang des zu untersuchenden Empfängers gelegt (Bild 1) und der Empfänger jeweils auf die Signalfrequenz abgestimmt.

Zur Sicherstellung einer ausreichenden Verständlichkeit kann als Nebenbedingung die Einhaltung eines bestimmten Rausch- bzw. Störabstandes gefordert werden. Die Störspannung wird bei aufgedrückter HF-Spannung und abgeschalteter Modulation gemessen.
Da die Empfindlichkeit von der Empfängerabstimmung abhängig ist, wird man in der Regel bei verschiedenen Empfangsfrequenzen die Empfindlichkeitsverhältnisse punktweise ermitteln (Bild 3).
Die richtige Arbeitsweise des Demodulators eines Empfängers kann ähnlich wie die Empfindlichkeit geprüft werden. Man führt hierzu dem Empfängereingang eine zu 30% modulierte HF-Spannung zu, die den Demodulator voll aussteuert, und mißt bei abgeschalteter Regelspannung die Ausgangsleistung.

Auch die Prüfung der automatischen Verstärkungsregelung stellt eine Messung der Ausgangsspannung bzw. Ausgangsleistung dar. Hierzu führt man dem Empfängereingang eine in weiten Grenzen regelbare zu 30% modulierte HF-Spannung zu und ermittelt in geeigneten Abständen die NF-Ausgangsspannung des Empfängers (Bild 4). Die NF-Verstärker dürfen hierbei allerdings nicht übersteuert werden.

Messung linearer Verzerrungen

Die linearen Verzerrungen bestimmen die Wiedergabeeigenschaften der Empfänger und Verstärker in bezug auf die Übertragungsfrequenzen. So wird die Trennschärfe (Selektion) eines Empfängers durch Bestimmung der Ausgangsleistung bei verschiedenen Empfangsfrequenzen ermittelt. Ähnlich wie bei der Empfindlichkeitsmessung wird hier an den zu untersuchenden Empfänger eine zu 30% modulierte HF-Eingangsspannung gelegt. Die automatische Lautstärkeregelung ist abzuschalten und die Übersteuerung des Empfängers zu vermeiden. Empfänger und Meßsender werden auf die gleiche Frequenz eingestellt und am Empfängerausgang ein gut ablesbarer Spannungswert eingeregelt. Die Eingangsspannung soll in der Regel so groß sein, daß an der Diode mindestens 1 V HF-Spannung entsteht, um Falschmessungen infolge der Diodennichtlinearität bei kleinen Spannungen zu vermeiden. Nun wird der Meßsender nach beiden Seiten der Empfangsfrequenz verstimmt und seine modulierte HF-Ausgangsspannung soweit erhöht, bis der ursprüngliche Spannungswert am Empfängerausgang wieder erreicht ist. Die Frequenzänderungen können u. U. bis zu $\pm$ 100 kHz betragen. Das Verhältnis des letzteren Spannungswertes zum ursprünglichen Wert stellt die Trennschärfe (Selektion) σ_f des Empfängers bei der betreffenden Frequenzabweichung dar.

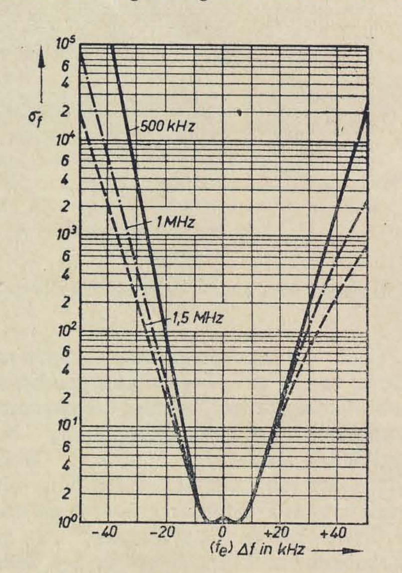


Bild 5: Trennschärfekurven für verschiedene Empfangsfrequenzen

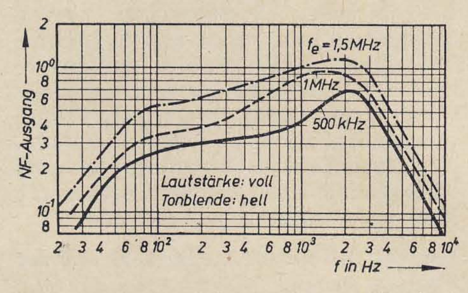


Bild 6: Wiedergabekurven für verschiedene Empfangsfrequenzen (Ausgang bezogen auf 1000 Hz und fe = 1,5 MHz)

Trennschärfemessungen sind im allgemeinen bei verschiedenen Empfangsfrequenzen und Betriebszuständen des Empfängers durchzuführen, da die Trennschärfe vom L/C-Verhältnis der Empfangskreise und von der Stellung der Bandbreite- und Tonregler abhängt (Bild 5). Die Stellung des Lautstärkereglers ist im allgemeinen belanglos. Sie darf nur während der Messung nicht verändert werden.
In ähnlicher Weise kann auch die gesamte Bandbreite des Empfängers bestimmt werden. Darunter versteht man die Summe der Frequenzverstimmung, die von der Mittelfrequenz (f_e) nach oben und unten nötig ist, damit die Ausgangsspannung auf das $1/\sqrt{2}$-fache des Spannungswertes bei der Mittelfrequenz abfällt.
Die Messung der NF-Wiedergabekennlinie (Frequenzgang) eines Empfängers erfolgt mit dem gleichen Meßaufbau. Für einen bestimmten Betriebszustand des Gerätes (Bandbreite, Tonblende, Lautstärke usw.) wird eine konstante zu 30% modulierte HF-Spannung dem Eingang zugeführt. Nun wird die Modulationsfrequenz des Meßsenders bei Konstanthaltung des Modulationsgrades, der Meßsenderfrequenz und der HF-Spannung über den gesamten NF-Übertragungsbereich verändert und die NF-Spannungs- bzw. NF-Leistungswerte am Empfängerausgang gemessen (Bild 6). Diese Kennlinien hängen naturgemäß im geringen Maße auch von der Empfangsfrequenz und vom Modulationsgrad ab. Die meisten Meßsender besitzen aus diesem Grunde auch einen Anschluß für Fremdmodulation[1]).

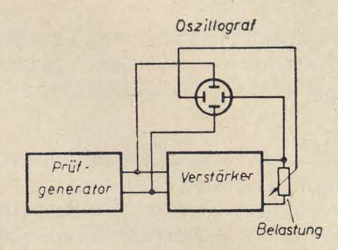
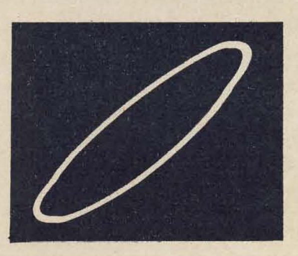
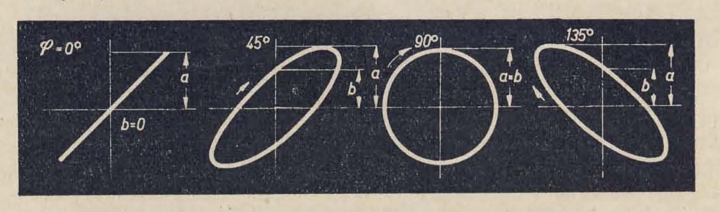


Bild 7: Grundsätzliche Meßanordnung für Phasenmessungen an Verstärkern


Bild 8: Oszillogramm phasenverschobener Ein- und Ausgangsspannung

Interessiert nur die Wiedergabeeigenschaft des NF-Empfängerteiles (z. B. bei Schallplattenwiedergabe) bzw. eines NF-Verstärkers, so kann die Wiedergabekennlinie einfach mit Hilfe eines Tongenerators (RC-Generator, Schwebungssummer) ermittelt werden. Hierzu schließt man die konstante Generatorspannung an die Tonabnehmerbuchsen bzw. an den NF-Verstärkereingang an (vgl. Bild 1) und mißt bei verschiedenen Stellungen des Lautstärke- und Tonreglers die NF-Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Tonfrequenz.
In beiden Fällen kann den Kennlinien die Tonfrequenzbandbreite des Empfängers in einfacher Weise entnommen werden. Unter NF-Bandbreite versteht man den

[1]) Vgl. S. Kunze, Der AM/FM-Prüfgenerator PG 1, RADIO UND FERNSEHEN Nr. 8 (1956) S. 240 bis 243.



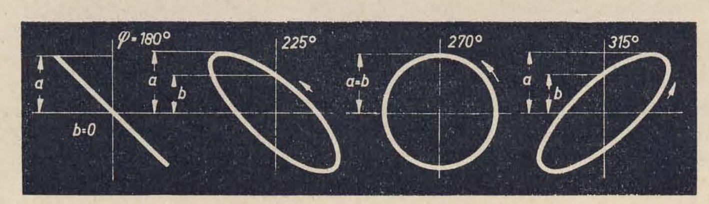


Bild 9: Auswertung des Schirmoszillogrammes bei Phasenmessungen

Frequenzbereich, in dem sich die Ausgangsspannung bei konstanter Eingangsspannung gegenüber der Ausgangsspannung bei 1000 Hz um nicht mehr als ± 6 dB (1 : 2) ändert.

Messung der Phasenverzerrungen von Verstärkern

Das verstärkte Ausgangssignal erleidet im allgemeinen gegenüber dem Eingangssignal gleicher Frequenz eine zeitliche Verzögerung oder Beschleunigung, d. h. eine Phasendrehung. Mit Rücksicht auf die Mitkopplungsgefahr ist deren genaue Kenntnis des öfteren notwendig.

Die Messung erfolgt am zweckmäßigsten und genügend genau mit dem Elektronenstrahloszillografen (Bild 7). An das eine Plattenpaar wird die Eingangsspannung und an das andere Plattenpaar ein Teil der Ausgangsspannung des Verstärkers gelegt. Aus dem Schirmbild (Bild 8) kann dann die Phasenverschiebung zwischen den beiden Spannungen ermittelt werden (Bild 9). Bei Gleichheit der Spannungen gilt nach Bild 9 für den Phasenwinkel:

$$\sin \varphi = \pm \frac{b}{a}. \qquad (1)$$

Der Quadrant des Phasenwinkels ist aus der Lage und dem Umlaufssinn des

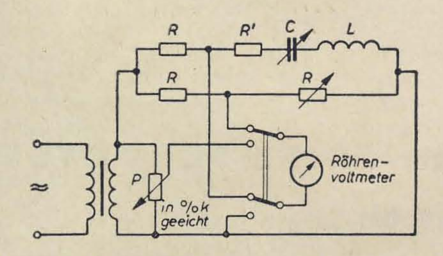


Bild 10: Prinzipschaltbild eines Klirrfaktormeßgerätes nach der Brückenmethode

Schirmbildes zu ermitteln (Bild 9). Der Umlaufssinn des Bildes kann einfach festgestellt werden. Besteht Zweifel, ob die Phasenverschiebung von 45° oder von 315° vorliegt, so kann durch eine zusätzliche Phasenverschiebung von z. B. 45° einer der beiden Spannungen, der wahre Sachverhalt geklärt werden. Liegt bereits eine Phasenverschiebung von 45° vor, so erzeugt eine Verschiebung um weitere 45° einen Kreis, während bei 315° Phasenverschiebung eine Gerade als Schirmbild entsteht (Bild 9).

Messung nichtlinearer Verzerrungen

Die Messungen werden für verschiedene Aussteuerungen des Empfängers oder Verstärkers mit Hilfe eines Klirrfaktormeßgerätes durchgeführt. Neben der Signalstärke (Aussteuerung) hat auch der Modulationsgrad des Eingangssignals einen Einfluß auf den Klirrfaktor.

Bei tonfrequenten Messungen verwendet man hierzu die Klirrfaktormeßbrücke nach Bild 10. Wird die Brücke auf die Grundfrequenz (z. B. 1000 Hz) abgestimmt, so tritt im Nullzweig keine Spannung dieser Frequenz auf, sondern nur die Summe der Oberschwingungen, deren Effektivwert durch ein quadratisch arbeitendes Meßgerät (z. B. Röhrenvoltmeter) gemessen wird. Das quadratische Arbeiten des Meßgerätes ist deshalb notwendig, weil erst bei Aussteuerung der Gleichrichterkennlinie in ihrem quadratischen Teil das Meßgerät unabhängig von der Kurvenform den quadratischen Mittelwert, d. h. den Effektivwert, des Frequenzgemisches anzeigt[1]). Der Brückenabgleich auf die Grundfrequenz liefert also:

$$U_1 = \sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + \cdots}$$

wenn mit A_2, A_3, A_4 usw. die Amplituden der einzelnen höheren Harmonischen (Oberschwingungen) bezeichnet werden. Nach Umschalten auf den ohmschen Spannungsteiler wird der Effektivwert des gesamten Mischstromes, also auch der Grundschwingung, angezeigt:

$$U_2 = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + \cdots}$$

Der Quotient der beiden Anzeigen liefert den Klirrfaktor k:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + \cdots}}{\sqrt{A_1^2 + A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + \cdots}}. \qquad (2)$$

Wird bei der zweiten Messung (U_2) der gleiche Ausschlag U_1 eingestellt, so kann der Spannungsteiler direkt in Klirrfaktorprozenten geeicht werden.

Klirrfaktormeßgeräte nach der Brückenmethode gestatten die Messung von Klirrfaktoren zwischen 0,1 bis 100% bei Grundfrequenzen von 60 bis 15000 Hz.

Messung des Rauschens

Bei kommerziellen Empfängern ist die Frage nach der Grenzempfindlichkeit eines Gerätes von besonderer Bedeutung, da sie die tatsächlich ausnutzbare Verstärkung bestimmt. Die Grenzempfindlichkeit wird durch das Antennen- und Empfängerrauschen begrenzt, weil bei kleinem Verhältnis von Nutz- zu Rauschspannung das Nutzsignal im Rauschen untergeht und ein Empfang nicht mehr möglich ist. Ein eindeutiges Maß für die Grenzempfindlichkeit ist die kT_0-Zahl, die auch als Geräuschzahl oder Rauschzahl n bezeichnet wird. Ihre Messung erfolgt in einfacher Weise mit Hilfe eines Rauschgenerators.

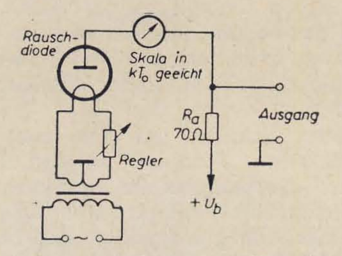


Bild 11: Prinzipschaltung eines Rauschgenerators zur Messung der Grenzempfindlichkeit von Empfängern und Verstärkern

Im Rauschgenerator wird zur Erzeugung des kontinuierlichen Rauschspektrums eine Spezialdiode mit Wolfram-Katode verwendet, die im Sättigungsgebiet arbeitet (Rauschdiode). Der Sättigungsstrom ist ein direktes Maß für die Rauschleistung. Seine Regelung erfolgt durch Veränderung der Diodenheizung und seine Messung durch ein in kT_0-Einheiten geeichtes Gleichstrominstrument (Bild 11).

Die von der Rauschdiode erzeugte Rauschleistung wird über einen Arbeitswiderstand (z. B. 70 Ω oder 300 Ω), der gleich dem Antennenwiderstand gemacht wird, dem Eingang des zu untersuchenden Empfängers als Rauschspannung zugeführt. Bei abgedrehtem Rauschgenerator mißt man am NF-Ausgang mit einem quadratisch arbeitenden Röhrenvoltmeter die Eigenrauschspannung des Empfängers. Nun vergrößert man die Ausgangsspannung des Rauschgenerators mit Hilfe des Heizreglers solange, bis die

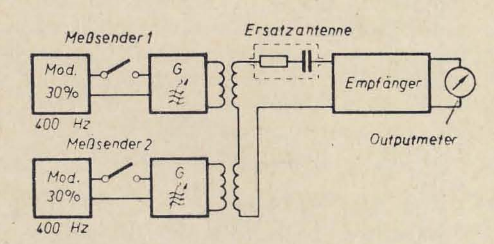


Bild 12: Grundsätzliche Meßanordnung für Störmessungen an Empfängern

Empfängerrauschspannung sich um den Faktor $\sqrt{2}$ erhöht hat. Es ist dann die vom Rauschgenerator dem Empfänger zugeführte Rauschleistung ebenso groß wie die vom Empfänger selbst als Eigenrauschen erzeugte Rauschleistung. Am Anzeigeinstrument des Rauschgenerators kann dann die entsprechende kT_0-Zahl (Grenzempfindlichkeit) abgelesen werden.

Messung von Störungen

Die Störmessungen erstrecken sich im allgemeinen auf die Bestimmung folgender Störsignale:

Kreuzmodulation
Pfeiftöne
Spiegelfrequenzfestigkeit
Brummodulation.

Die Messungen sind in der Regel für verschiedene Einstellungen und Betriebszustände des Prüflings durchzuführen und als Störkennlinien grafisch darzustellen. Die einfachste Meßanordnung für Störmessungen zeigt Bild 12. Es sind zwei Meßsender erforderlich, die über eine künstliche Antenne an den Empfängereingang angeschlossen werden.

Kreuzmodulation

Als Kreuzmodulation bezeichnet man jene Modulationsstörungen, die beim gleichzeitigen Empfang mehrerer modulierter Trägerfrequenzen auftreten, wenn diese nichtlineare Schaltelemente durchlaufen. Die Kreuzmodulation ist am stärksten, wenn die Empfangsfrequenz (Träger auf den das Gerät abgestimmt ist) nicht moduliert ist. Die Messung geht daher wie folgt vor sich:

Zunächst werden der zu untersuchende Empfänger und der modulierte (400 Hz, 30%) Meßsender 1 aufeinander abgestimmt. Zur Erzielung eindeutiger Meß-

[1]) Bei linearer Gleichrichtung, wie sie in der Regel für sinusförmige Meßgrößen verwendet wird, wird vom Meßgerät der arithmetische Mittelwert gemessen. Da bei rein sinusförmiger Meßgröße zwischen dem arithmetischen und dem quadratischen Mittelwert (Effektivwert) ein festes Verhältnis besteht, kann die Eichung der Anzeige in Effektivwerten erfolgen.

ergebnisse ist die Meßsenderausgangsspannung auf einen Wert von rund 5 bis 10 mV einzuregeln, der dem Empfang eines mittelstarken Senders entspricht. Mit dem Lautstärkeregler wird am Ausgangsleistungsmesser (Outputmeter) eine bestimmte Ausgangsleistung bzw. Ausgangsspannung eingestellt. Nun schaltet man die Modulation ab und nimmt den Meßsender 2 mit 400 Hz zu 30% moduliert in Betrieb. Seine Frequenz wird mindestens um ± 10 kHz von der Meßsenderfrequenz 1 entfernt eingestellt und dadurch ein Überlagerungspfeifen vermieden. Die HF-Ausgangsspannung des Meßsenders 2 wird nun so lange erhöht, bis am Empfängerausgang der gleiche Leistungs- bzw. Spannungswert auftritt.

Führt man die Messung mit mehreren Frequenzen beiderseits der Empfangsfrequenz (Meßsenderfrequenz 1) durch und trägt man die zur Erzielung einer bestimmten Ausgangsleistung des Empfängers benötigten HF-Spannungen als Funktion der Frequenzdifferenz der beiden Meßsender auf, so erhält man die sogenannte Kreuzmodulationskennlinie. Bei Messungen für verschiedene Betriebszustände des Empfängers (Lautstärke, Bandbreite) erlauben diese Kennlinien die Beurteilung seiner Trennschärfeeigenschaften unter gegebenen Betriebsbedingungen.

Pfeiftöne (Pfeifstellen)

Pfeiftöne oder Pfeifstellen treten bei Störungen durch Überlagerung auf, d. h. wenn zwei Signale (f_1, f_2) an das Gitter der Mischröhre gelangen. Erzeugen diese oder deren Oberschwingungen (mf_1, nf_2) mit der Oszillatorfrequenz (f_0) oder ihren Oberschwingungen (rf_0, sf_0) zwei in den Durchlaßbereich des ZF-Filters fallende Frequenzen (f_z und $f_z + \Delta f$), so tritt ein Pfeifton auf (Δf):

$$rf_0 \pm mf_1 = f_z \qquad (a)$$

$$sf_0 \pm nf_2 = f_z + \Delta f \qquad (b)$$

Die Ermittlung der Pfeifstellen erfolgt ähnlich wie die der Kreuzmodulation: Der zu untersuchende Empfänger und der Meßsender 1, mit 400 Hz 30% moduliert, werden zuerst aufeinander abgestimmt und eine bestimmte NF-Ausgangsleistung am Outputmeter eingeregelt. Dann wird die Modulation des Meßsenders 1 abgeschaltet. Nun wird der Meßsender 2 unmoduliert in Betrieb genommen und seine Frequenz so eingestellt, daß die Frequenzdifferenz der beiden unmodulierten HF-Signale am Empfängereingang wiederum einen 400-Hz-Ton ergibt. Die Stärke dieses 400-Hz-Tones wird durch Regelung der HF-Ausgangsspannung des Meßsenders 2 auf 1‰ der ursprünglichen NF-Leistung bzw. auf rund 3,2% ($\sqrt{1‰}$) des ursprünglichen NF-Spannungswertes am Empfängerausgang eingestellt.

Ändert man die Meßsenderfrequenz 2, so werden entsprechend der obigen Beziehung immer wieder Pfeifstellen auftreten. Zeichnet man die gefundenen Pfeifstellen (Frequenzen) und die dazugehörigen Signalspannungen des Meßsenders 2 auf, so erhält man ein sogenanntes Pfeifstellendiagramm.

Pfeifstellen können auch dann auftreten, wenn am Empfängereingang nur ein HF-Signal liegt. In diesem Falle wird die Beziehung (b) durch irgendwelche Oberschwingungen, die im Empfänger selbst auftreten, erfüllt. Diese aus dem Gerät stammenden Pfeifstellen werden wie folgt ermittelt:

Mit Hilfe eines modulierten Meßsenders wird in üblicher Weise der NF-Ausgang des Empfängers auf maximale unverzerrte Leistung eingeregelt. Nun wird die Modulation des Meßsenders abgeschaltet und seine Frequenz bei gleichzeitiger Nachstimmung des Empfängers so lange geändert, bis eine Pfeifstelle auftritt, deren Pfeifton 400 Hz beträgt.

Spiegelfrequenzfestigkeit

Spiegelfrequenztrennschärfe wird ebenso gemessen wie die Trennschärfe. Nur wird um die doppelte Zwischenfrequenz des Empfängers nach jener Seite verstimmt, nach der die Oszillatorfrequenz von der Empfangsfrequenz abweicht.

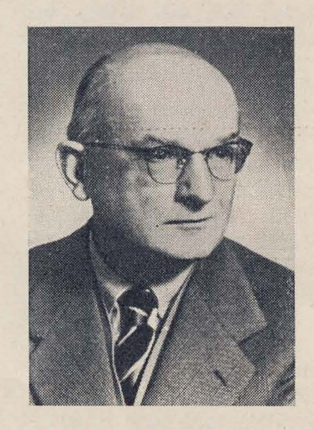
Meßsender und Empfänger werden aufeinander abgestimmt und die Ausgangsleistung des Prüflings auf einen bestimmten Wert eingeregelt, der dem Empfang eines mittelstarken Senders entspricht.

Dann wird bei unveränderter Empfängerabstimmung der Meßsender auf die Spiegelfrequenz eingestellt und seine HF-Ausgangsspannung derart erhöht, daß am Empfängerausgang wieder die gleiche Leistung auftritt. Das Verhältnis der beiden Meßsenderspannungen ist ein Maß für die Spiegelfrequenzfestigkeit. Die Messung ist für verschiedene Empfangsfrequenzen durchzuführen, weil der Spiegelfrequenzempfang von der Güte der Vorkreise abhängt und diese sich mit der Empfängerabstimmung ändert.

Brummleistung

Die durch die Netzfrequenz hervorgerufene Brummodulation am Empfängerausgang kann im allgemeinen auf zwei Arten gemessen werden:

1. Bei abgedrehtem Lautstärkeregler ohne HF-Signal am Empfängereingang;
2. bei mittlerer Stellung des Lautstärkereglers und unmoduliertem HF-Signal am Eingang. Dabei wird zunächst in üblicher Weise mit Hilfe des modulierten Meßsenders am Empfängerausgang die maximale unverzerrte Leistung eingeregelt. Nach Abschalten der Modulation wird die verbleibende Brummleistung gemessen.



Professor FRITZ SCHRÖTER 70 Jahre alt

Der Jubilar wurde am 28. 12. 1886 in Berlin geboren. Auf seinen Arbeiten vor rund 30 Jahren beruhen weitgehend die technischen Grundlagen des Fernsehens nicht nur bei uns, sondern auch im Ausland, und er ist auch heute noch als einer der führenden Köpfe in der Wissenschaft tätig.

Professor Schröter hat sich nach Abschluß seines Studiums an den Technischen Hochschulen in Lausanne und Berlin zunächst mit Arbeiten über die Glimmentladung beschäftigt und bereits seit 1915 bei der Firma Pintsch wesentliche Anregungen für die heutige Entwicklung des Neonlichtes und des Thyratrons gegeben.

Über Arbeiten auf diesem Gebiet kam er auch mit der Firma Telefunken in Verbindung, wo er 1923 als Direktor der technischen Abteilungen unter Graf Arco eintrat. Ausgehend von der damals neu entwickelten Bildtelegrafie kam er bald auch zum Fernsehen, dessen Grundlagen damals von vielen Seiten zugleich her aufgebaut werden mußten. Fast überall hat er hier anregend und fördernd gewirkt und schlug bereits 1926 die Verwendung der UKW für das Fernsehen vor, 1928 begann er mit Versuchen über den Einsatz der Braunschen Röhre als trägheitslosen Bildträger. Der Zeilensprung bei Braunschen Röhren wurde ihm 1930 patentiert. Unter seiner Leitung entstand, ausgehend von den Zworykinschen Arbeiten, in einer vom Ausland unabhängigen Entwicklung des Telefunken-Labors das Superiko. Mit ihm lief im Olympia-Jahr die erste Großberichterstattung mit unmittelbarer Übertragung über den gleichfalls von seinem Labor gebauten Berliner Fernsehsender. Wenn heute in fast der ganzen Welt unsere Fernsehempfänger mit viereckigen Bildröhren ausgestattet sind, so ist das auch Prof. Schröters Werk. Er hat schon 1938 für den damals von der deutschen Industrie entwickelten Einheitsfernsehempfänger die Technik dieser Röhre entwickelt.

Nach dem Kriege war er Jahre hindurch im Ausland tätig, zuletzt als Professor an der Madrider Universität. 1955 kehrte er wieder zu Telefunken nach Ulm zurück, wo er als wissenschaftlicher Berater im Forschungsinstitut Ulm wirkt und im Rahmen eines Lehrauftrages für Elektronenoptik an der Universität Bonn liest.

ELMAR KUNZE

Der Anodenbasisverstärker in Theorie und Praxis

Da vor allem die Fernseh- und Impulstechnik in AB-Schaltung betriebene Verstärker weit verbreitet hat, soll der nachfolgende Artikel in einer für den Praktiker verständlichen Form den Anodenbasisverstärker in Theorie und Praxis behandeln.
Durch die starke Gegenkopplung ist die Anodenbasisschaltung gegen Alterungserscheinungen der Verstärkerröhren sowie Betriebsspannungsschwankungen weitgehend unempfindlich. Die angelegte Steuerspannung kann größer sein als bei einem normalen Verstärker, die Schaltelemente können so angeordnet werden, daß ein hoher Eingangswiderstand wirksam ist. Die Eingangskapazität wird verkleinert. Der Ausgangswiderstand ist sehr niedrig (meist $< 300\ \Omega$). Durch die Gegenkopplung werden auftretende Verzerrungen auf ein Minimum herabgesetzt.

Theoretische Grundlagen

Die übliche Anordnung der AB-Schaltung zeigt Bild 1. Der Generator G liefert über den Kondensator C_1 eine Wechselspannung $\mathfrak{U}_E$ an das Steuergitter. Die Anode liegt wechselstrommäßig auf Null, da C_3 für die angelegte Wechselspannung einen Kurzschluß darstellt. Der Katodenwiderstand R_k ist der Arbeitswiderstand des Verstärkers. Die Ausgangswechselspannung $\mathfrak{U}_A$ wird an R_k abgenommen und über C_2 der Ausgangsklemme zurückgeführt. $\mathfrak{U}_A$ ist gleichphasig gegenüber $\mathfrak{U}_E$. C_b ist die Belastung des Verstärkers, z. B. der Eingang einer nachfolgenden Verstärkerstufe und die Schaltkapazität. R_k ist im Betrachtungsfalle 1 kΩ. Es fällt also eine verhältnismäßig hohe Gleichspannung U_k an ihm ab, die dann als negative Vorspannung am Gitter steht. Sie wäre zu hoch für den normalen Arbeitspunkt. $R_{g/a}$ führt nun eine positive Gleichspannung dem Gitter zu, um den Arbeitspunkt wieder auf den richtigen Wert einzustellen.

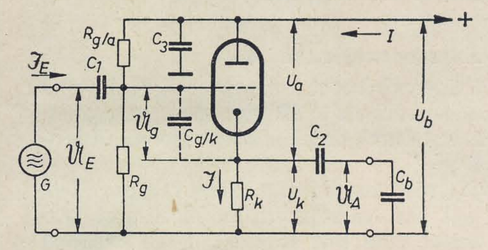


Bild 1: Prinzipschaltbild des Anodenbasisverstärkers

Beispiel:
$R_k = 5\ \text{k}\Omega$, Gesamtgleichstrom
$I = 12\ \text{mA}, R_g = 1\ \text{M}\Omega$.
Der Spannungsabfall an R_k ist dann:

$$U_k = I \cdot R_k = 12 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^3 = 60\text{V}.$$

Es würde nun eine negative Vorspannung von 60 V am Gitter stehen. Die Gittervorspannung für den gewünschten Arbeitspunkt soll aber nur $-3{,}7$ V betragen. Deshalb muß eine positive Spannung von 56,3 V an das Gitter gelegt werden, d. h., an R_g sollen $+56{,}3$ V abfallen. Der Strom durch R_g ist dann:

$$I_g = \frac{60 - 3{,}7}{10^6} = \frac{56{,}3}{10^6}$$
$$= 56{,}3 \cdot 10^{-6}\ \text{A} = 56{,}3\ \mu\text{A}.$$

Der Vorwiderstand $R_{g/a}$ ist deshalb bei einer Batteriespannung von 250 V:

$$R_{g/a} = \frac{250 - 56{,}3}{56{,}3 \cdot 10^{-6}} = \frac{193{,}7}{56{,}3 \cdot 10^{-6}}$$
$$= 3{,}44 \cdot 10^6 = 3{,}44\ \text{M}\Omega.$$

Da ein solcher Widerstand meist nicht vorhanden ist, nimmt man einen 3 MΩ und verkleinert dann durch vorsichtiges Abschleifen die Oberfläche etwas oder schaltet 400 bis 500 kΩ in Reihe.
Nimmt $R_{g/a}$ sehr große Werte an (über 5 MΩ), so unterteilt man vorher U_a mit einem zusätzlichen Spannungsteiler, da Widerstände über 5 MΩ meist nicht stabil ihren Widerstandswert beibehalten, der sich mit der Luftfeuchtigkeit, Temperatur und Lebensdauer ändert. Der Arbeitspunkt würde sich dann verschieben und alle vorher eingestellten Bedingungen wären nicht mehr erfüllt.
Bild 2a zeigt die normale Schaltung von $R_{g/a}$ und Bild 2b den zusätzlichen Spannungsteiler R_1, R_2.

Beispiel:
$U_b = 200$ V, $R_g = 1$ MΩ. Die positive Gegenspannung soll 5 V betragen.
Der durch R_g fließende Strom ist

$$I_g = \frac{5}{10^6} = 5 \cdot 10^{-6} = 5\ \mu\text{A}.$$

An $R_{g/a}$ müssen 195 V abfallen.

$$R_{g/a} = \frac{195}{5 \cdot 10^{-6}} = 39 \cdot 10^6\ \Omega = 39\ \text{M}\Omega.$$

Will man nun aus Stabilitätsgründen $R_{g/a}$ kleiner wählen, z. B. 3,9 MΩ, so darf zwischen R_1 und R_2 nur eine Spannung von 20 V stehen. Das entspricht bei 200 V U_b einer Spannungsteilung von 1 : 10.
R_1 und R_2 können so gewählt werden, daß sie die Spannungsquelle nicht zu sehr belasten. Ein günstiger Wert wäre für $R_1 = 450$ kΩ und $R_2 = 50$ kΩ. Soll $R_{g/a}$ noch kleiner sein, z. B. 1,95 MΩ ($\approx$ 2 MΩ), so ist das Spannungsverhältnis an R_1 und R_2 1 : 20 usw.
Selbstverständlich kann die positive Gegenspannung auch in anderen bekannten Formen zugeführt werden. So kann z. B. der Fußpunkt (Minus) von R_g aufgetrennt und über eine Spannungsquelle, die im Verhältnis zu R_g sehr niederohmig sein muß, eine Spannung zugeführt werden (halbautomatische Gittervorspannung). Der Fußpunkt von R_g wird in diesem Falle dem Frequenzbereich des Verstärkers entsprechend verblockt. Die Gittervorspannung wird mit einem hochohmigen Spannungsmesser (evtl. Gleichspannungsröhrenvoltmeter) zwischen Gitter und Katode (!) gemessen.

Die wirksame Anodenspannung U_a ist wegen des hohen Spannungsabfalls an R_k ebenfalls kleiner als die angelegte Batteriespannung.

$$U_a = U_b - U_k. \tag{1}$$

Diese Tatsache ist gegebenenfalls bei der Bestimmung von Steilheit, Gittervorspannung usw. zu berücksichtigen.

Gegenkopplung

Die zwischen Gitter und Katode wirksame Wechselspannung $\mathfrak{U}_g$ ist kleiner als die vom Generator gelieferte Spannung $\mathfrak{U}_E$, da durch den nicht überbrückten Katodenwiderstand R_k (von C_b zunächst abgesehen) eine Gegenkopplung entsteht.

$$\mathfrak{U}_g = \mathfrak{U}_E - \mathfrak{U}_A. \tag{2}$$

$\mathfrak{U}_A$ wirkt $\mathfrak{U}_E$ entgegen (Gegenkopplung); denn bei positivem Steuergitter steigt der durch die Röhre fließende Strom $\mathfrak{J}$. An R_k entsteht dann ein Spannungsabfall, um dessen Betrag das Gitter negativer oder die positive Gitterspannung kleiner wird.

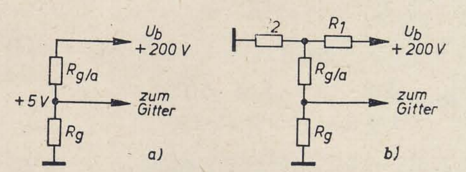


Bild 2: Spannungsteiler zur Festlegung des Arbeitspunktes

Ist das Gitter negativ, tritt der umgekehrte Fall ein, $\mathfrak{J}$ wird kleiner und das Gitter bekommt eine positive Gegenspannung.
$\mathfrak{U}_A$ ist deshalb auch die gegengekoppelte Spannung.

Spannungsverstärkung V

Aus dieser Überlegung heraus kann man sagen, daß die Verstärkung immer kleiner als 1 ist.

$$\mathfrak{U}_A = \mathfrak{U}_E - \mathfrak{U}_g.$$

Die Verstärkung ist das Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsspannung.

$$V = \frac{\mathfrak{U}_A}{\mathfrak{U}_E} = \frac{\mathfrak{U}_E - \mathfrak{U}_g}{\mathfrak{U}_E} = 1 - \frac{\mathfrak{U}_g}{\mathfrak{U}_E}. \tag{3}$$

Da $\mathfrak{U}_A$ immer um die Gitterwechselspannung $\mathfrak{U}_g$ kleiner als die angelegte Spannung $\mathfrak{U}_E$ ist, ergibt sich für V auch stets eine Zahl unter 1.

Beispiel:

$$\mathfrak{U}_E = 4{,}6\ \text{V}, \quad \mathfrak{U}_A\ 4{,}3\ \text{V}$$
$$V = \frac{4{,}3}{4{,}6} = 0{,}95.$$

Die an R_k abfallende Ausgangsspannung $\mathfrak{U}_A$ läßt sich leicht nach dem ohmschen Gesetz errechnen.

$$\mathfrak{U}_A = \mathfrak{J} \cdot R_k. \tag{4}$$

Man sieht hieraus, daß $\mathfrak{U}_A$ stark von R_k abhängig ist. Setzt man in Gleichung (3) Gleichung (4) ein,

$$V = \frac{\mathfrak{J} \cdot R_k}{\mathfrak{U}_E}$$

und nimmt an, $\mathfrak{J}$ wäre konstant, so verändert sich mit R_k die Verstärkung.
V hängt nun nicht allein von R_k ab, sondern auch von $\mathfrak{J}$, der wiederum durch die Kennwerte der Verstärkerröhre bestimmt wird.
Die Verstärkung des Anodenbasisverstärkers errechnet sich aus:

$$V = \frac{S \cdot \frac{R_i \cdot R_k}{R_i + R_k}}{1 + S \cdot \frac{R_i \cdot R_k}{R_i + R_k}}. \qquad (5)$$

Für R_i und R_k, die parallelgeschaltet sind, kann man R_p einsetzen, und es ergibt sich:

$$V = \frac{S \cdot R_p}{1 + S \cdot R_p}.$$

Die Verstärkung steigt also auch mit wachsender Röhrensteilheit.

Beispiele:

1. $R_k = 250\ \Omega$, $S = 5{,}3$ mA/V, $R_i = 10$ kΩ

$$V = \frac{5{,}3 \cdot 10^{-3} \cdot 245}{1 + 5{,}3 \cdot 10^{-3} \cdot 245} = 0{,}566 \approx 0{,}57$$

2. $R_k = 5$ kΩ, $S = 5{,}3$ mA/V, $R_i = 10$kΩ

$$V = \frac{5{,}3 \cdot 10^{-3} \cdot 3{,}34 \cdot 10^3}{1 + 5{,}3 \cdot 10^{-3} \cdot 3{,}34 \cdot 10^3} = 0{,}947 \approx 0{,}95$$

3. $R_k = 5$ kΩ, $S = 2$ mA/V, $R_i = 10$ kΩ

$$V = \frac{2 \cdot 10^{-3} \cdot 3{,}34 \cdot 10^3}{1 + 2 \cdot 10^{-3} \cdot 3{,}34 \cdot 10^3} = 0{,}87$$

Leistungsverstärkung V_L

Wie aus dem bisher Gesagten zu erkennen ist, liegt der Spannungsverstärkungsfaktor immer unter 1.
Die Tatsache, daß der Anodenbasisverstärker unter günstigen Umständen einen viel niedrigeren Ausgangswiderstand wie Eingangswiderstand hat und dabei aber fast die gleiche Ausgangsspannung liefert wie angelegt wurde, führt zu dem Ergebnis, daß hier eine Leistungsverstärkung erfolgt.

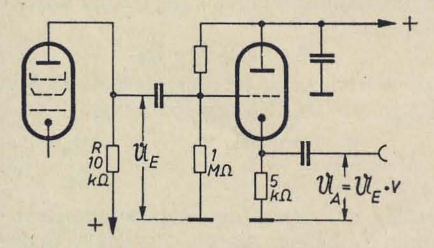


Bild 3: Schaltung zur Erklärung der Leistungsverstärkung

Die Leistungsverstärkung V_L ergibt sich einfach aus dem Verhältnis von Ausgangsleistung zu Eingangsleistung.

$$V_L = \frac{\mathfrak{N}_A}{\mathfrak{N}_E} \qquad (6)$$

$$\mathfrak{N}_E = \frac{\mathfrak{U}_E^2}{R}, \ \mathfrak{N}_A = \frac{(\mathfrak{U}_E \cdot V)^2}{R_A}.$$

R_A = Ausgangswiderstand, R = Arbeitswiderstand der Vorstufe.

Beispiel:
Bild 3 zeigt eine Pentodenvorstufe mit einem Arbeitswiderstand von 10 kΩ. Über einen Koppelkondensator ist ein Katodenverstärker angeschlossen, dessen Ausgangswiderstand 188 Ω beträgt und die Spannungsverstärkung 0,95.

$\mathfrak{U}_E = 20$ V

$$\mathfrak{N}_E = \frac{\mathfrak{U}_E^2}{R} = \frac{400}{10^4} = 4 \cdot 10^{-2} = 40 \text{ mW}$$

$$\mathfrak{N}_A = \frac{(\mathfrak{U}_E \cdot V)^2}{R_A} = \frac{(20 \cdot 0{,}95)^2}{188} = \frac{361}{188} = 1{,}92 \text{ W}$$

$$V_L = \frac{\mathfrak{N}_A}{\mathfrak{N}_E} = \frac{1{,}92}{4 \cdot 10^{-2}} = \frac{19{,}2 \cdot 10}{4} = 48.$$

Bei einer Spannungsverstärkung von nur 0,95 ergibt sich mit einem Arbeitswiderstand der Vorstufe von 10 kΩ eine 48fache Leistungsverstärkung!

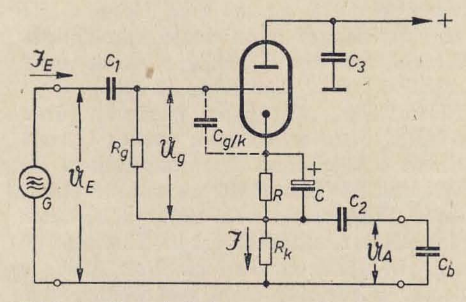


Bild 4: Grundschaltung des Anodenbasisverstärkers mit vergrößertem Eingangswiderstand

Eingangswiderstand R_E

Nimmt man an, daß der Eingangswiderstand der Röhre und $R_{g/a}$ sehr groß gegenüber R_g sind, so wird die Belastung des Generators im Bild 1 nur durch R_g bestimmt. Der Generator muß dann den Strom

$$\mathfrak{J}_E = \frac{\mathfrak{U}_E}{R_g} \qquad (7)$$

aufbringen.
Der Eingangswiderstand wird also ausschließlich durch R_g bestimmt.

Beispiel:

$$\mathfrak{U}_E = 20 \text{ V}, R_g = 1 \text{ M}\Omega$$

$$\mathfrak{J}_E = \frac{20}{10^6} = 20 \cdot 10^{-6} \text{ A} = 20\ \mu\text{A}.$$

In Bild 4 liegt R_g nicht an Masse sondern an R_k. Hier wird der Eingangswiderstand wesentlich vergrößert bzw. die Generatorbelastung verkleinert.
An R_g steht hier nicht die ganze Eingangsspannung $\mathfrak{U}_E$ sondern nur $\mathfrak{U}_g$. Für $\mathfrak{J}_E$ gilt deshalb:

$$\mathfrak{J}_E = \frac{\mathfrak{U}_g}{R_g} = \frac{\mathfrak{U}_E - \mathfrak{U}_A}{R_g} \qquad (8)$$

Beispiel:

$\mathfrak{U}_E = 20$ V, bei einer Verstärkung von 0,95 ergibt sich für $\mathfrak{U}_A = 19$ V. $\mathfrak{U}_g$ ist dann nur noch 1 V.

$$\mathfrak{J}_E = \frac{1}{10^6} = 1 \cdot 10^{-6} = 1\ \mu\text{A}.$$

Der Generatorstrom braucht also nur $^1/_{20}$ von dem in der Schaltung nach Bild 1 zu betragen, das heißt, der Belastungswiderstand ist 20mal größer. Der Eingangswiderstand erhöht sich also auf 20 MΩ.

Da nun $\mathfrak{J}_E$ nicht immer bekannt ist, berechnet man den wirksamen Eingangswiderstand nach der Formel

$$R_E = \frac{R_g}{1 - V}.$$

Setzt man die Werte des soeben berechneten Beispiels ein, so ergibt sich:

$$R_E = \frac{10^6}{1 - 0{,}95} = \frac{10^6}{0{,}05} = 20 \text{ M}\Omega.$$

Der Eingangswiderstand wird mit steigender Verstärkung vergrößert.
Die Kombination C und R in Bild 4 dient nur zur Gittervorspannungserzeugung. C ist für die angelegte Wechselspannung ein Kurzschluß.

Eingangskapazität C_E

Die zwischen Gitter und Katode liegende Röhrenkapazität $C_{g/k}$ ist durch die auftretende Gegenkopplung ebenfalls nicht voll wirksam. Sie erscheint um 1 — V mal kleiner an den Eingangsbuchsen, da ja nur die Spannung $\mathfrak{U}_g$ an der Kapazität steht und nicht $\mathfrak{U}_E$. Es gilt hier also dieselbe Betrachtung wie für den Eingangswiderstand.

$$\mathfrak{J}_{Cg/k} = \frac{\mathfrak{U}_g}{R_{Cg/k}} = \frac{\mathfrak{U}_E - \mathfrak{U}_A}{R_{Cg/k}} \qquad (10)$$

oder

$$C_E = C_{g/k}(1 - V). \qquad (11)$$

Beispiel:

$C_{g/k} = 4$ pF, $V = 0{,}95$

$C_E = 4\,(1 - 0{,}95) = 4 \cdot 0{,}05 = 0{,}2$ pF.

Das trifft für die Schaltungen der Bilder 1 und 4 zu.

Ausgangswiderstand R_A

Leider wird noch von manchen Praktikern angenommen, daß der Ausgangswiderstand durch den Katodenwiderstand festliegt.
R_A wird fast ausschließlich von der Steilheit der Verstärkerröhre bestimmt. Arbeitet man mit Röhren, deren Steilheit > 5 mA/V ist, so beeinflußt R_k den Ausgangswiderstand erst dann wesentlich, wenn er 2 kΩ unterschreitet. Man errechnet R_A dann allgemein nach

$$R_A = \frac{1}{S}. \qquad (12)$$

S = Steilheit der Verstärkerröhre.
In jedem Fall gilt Gleichung (13), da hier R_k mit berücksichtigt wird.

$$R_A = \frac{R_k}{1 + S \cdot R_k}. \qquad (13)$$

Beispiele:

1. $R_k = 5$ kΩ, $S = 5{,}3$ mA/V.

Man kann in diesem Fall R_A also aus Gleichung (12) ermitteln.

$$R_A = \frac{1}{S} = \frac{1}{5{,}3 \cdot 10^{-3}} = 188{,}6\ \Omega.$$

2. $R_k = 250\ \Omega$, $S = 5{,}3$ mA/V

$$R_A = \frac{R_k}{1 + S \cdot R_k} = \frac{250}{1 + 5{,}3 \cdot 10^{-3} \cdot 250} = \frac{250}{2{,}32} \approx 108\ \Omega.$$

Die Schaltung nach Bild 4 hat den Vorteil eines relativ hohen Eingangswider-

standes, störend ist jedoch, daß R_A sehr stark von dem Innenwiderstand des Generators abhängt. Aus dem Grund wird die Schaltung nach Bild 1 bevorzugt, da hier R_A unabhängig von dem angeschlossenen Generator ist. Das gilt besonders für den Bau von Meßverstärkern. Bild 5 zeigt nun eine Meßmethode, nach der R_A mit einer für die Praxis noch ausreichenden Genauigkeit gemessen werden kann.

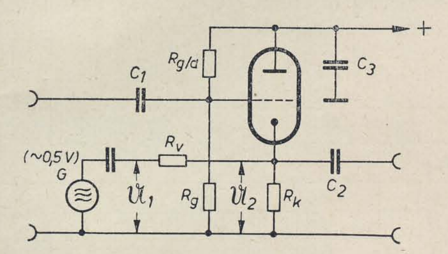


Bild 5: Meßschaltung zum Messen von R_A

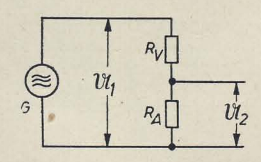


Bild 6: Ersatzschaltbild zu Bild 5

Man schließt eine Wechselspannung (nicht größer als 0,5 V) über einen bekannten Widerstand R_V an R_A an (Bild 6). Mit einem Röhrenvoltmeter können nun die Spannungen $\mathfrak{U}_1$ und $\mathfrak{U}_2$ gemessen werden. Der Generatorwiderstand muß $\gg R_A$ sein.

Aus dem Ersatzschaltbild ist zu ersehen, daß das Verhältnis von

$$\frac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{U}_2} = \frac{R_V + R_A}{R_A} \quad \text{ist.} \qquad (14)$$

R_A läßt sich nun leicht hieraus ermitteln.

$$R_A = \frac{\mathfrak{U}_2 \cdot R_V}{\mathfrak{U}_1 - \mathfrak{U}_2}.$$

Beispiel:

$R_v = 245\ \Omega$, $\mathfrak{U}_1 = 0{,}5$ V, $\mathfrak{U}_2 = 0{,}22$ V

$$R_A = \frac{0{,}22 \cdot 245}{0{,}5 - 0{,}22} = \frac{53{,}8}{0{,}28} = 192\ \Omega.$$

Hat man nun R_A nach den Gleichungen (12) oder (13) berechnet, so kann die Schaltung mit der vorgeschlagenen Meßmethode nachkontrolliert werden.

Messungen an verschiedenen Schaltungen haben ergeben, daß der gemessene und der berechnete R_A mit einer Genauigkeit von $\pm 10\%$ übereinstimmen.

Eingangswechselspannung $\mathfrak{U}_E$

Die Eingangsspannung $\mathfrak{U}_E$ kann je nach Größe der Verstärkung V größer sein als die maximale Eingangsspannung derselben Röhre in einer normalen Verstärkerschaltung. Dies ergibt sich daraus, daß zwischen Gitter und Katode eine viel kleinere Spannung vorhanden ist.

$$\mathfrak{U}_g = \mathfrak{U}_E (1 - V) = \mathfrak{U}_E - \mathfrak{U}_A. \qquad (15)$$

Hat man die maximale Gitterwechselspannung aus dem Kennlinienfeld der verwendeten Röhre ermittelt, so läßt sich nach Umformen von Gleichung (15) die zulässige Eingangsspannung $\mathfrak{U}_E$ aus

$$\mathfrak{U}_E = \frac{\mathfrak{U}_g}{1 - V}$$

berechnen.

Dabei ist zu beachten, daß die Röhre nicht weiter als bis $-U_G = 1$ V ausgesteuert wird, da sonst Gitterstrom einsetzt, der den Generator G zusätzlich belastet, das heißt, bei einsetzendem Gitterstrom erscheint parallel zu dem Eingangswiderstand R_E ein Widerstand, der R_E verkleinert.

Weiterhin sei hier noch bemerkt, daß man darauf achten muß, ob mit Spitzen- oder Effektivspannungen gearbeitet wird.

Beispiel:

Liegt der Arbeitspunkt bei $-3{,}7$ V Gittervorspannung, so kann man mit einer Gitterwechselspannung von 2,7 V_{max} rechnen, ohne daß Gitterstrom fließt.

Die Eingangsspannung, die an den Anodenbasisverstärker angelegt werden darf, ist dann bei einer Spannungsverstärkung von 0,95:

$$\mathfrak{U}_E = \frac{2{,}7}{1 - 0{,}95} = \frac{2{,}7}{0{,}05} = 54\ V_{max}.$$

Rechnet man mit Effektivspannungen, so ist

$$\mathfrak{U}_{E_{eff}} = \mathfrak{U}_{E_{max}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = \mathfrak{U}_{E_{max}} \cdot 0{,}707 \qquad (16)$$

$$\mathfrak{U}_{E_{eff}} = 54 \cdot 0{,}707 = 38{,}2\ V_{eff}.$$

Auch hier gilt, daß mit größer werdender Spannungsverstärkung die zulässige Eingangsspannung vergrößert werden darf, ohne daß der Anodenbasisverstärker übersteuert wird. Die bereits behandelten Beispiele zeigen, das mit einem Katodenwiderstand von 5 kΩ und einer Steilheit von 5,3 mA/V die Verstärkung von 0,95 zu erreichen ist. Der Verstärker darf dann bis 54 V_{max} ausgesteuert werden.

Ist ein R_k von 250 Ω vorhanden, so ergibt sich der Verstärkungsfaktor (bei gleicher Röhrensteilheit) zu 0,57.

Die höchstzulässige Eingangsspannung ist daher:

$$\mathfrak{U}_E = \frac{2{,}7}{1 - 0{,}57} = \frac{2{,}7}{0{,}43} = 6{,}27\ V_{max}.$$

Bild 7 zeigt die Aussteuerungskurven der Verstärker nach den Bildern 8 und 9. Es ist deutlich zu sehen, daß die Eingangsspannung bei einem $R_k = 5$ kΩ 45 V_{eff} betragen darf, wogegen man mit einem R_k von 250 Ω 4,35 V_{eff} nicht überschreiten soll. Die Punkte a und b zeigen die

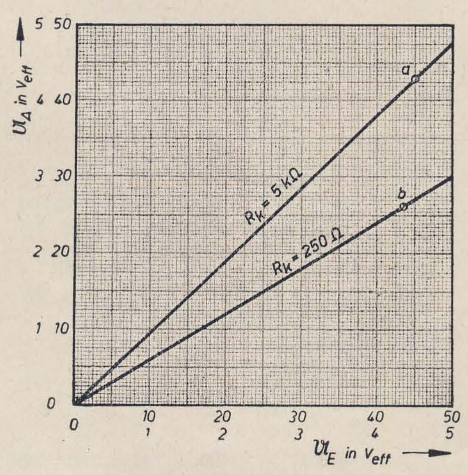


Bild 7: Aussteuerung mit $R_k = 5$ kΩ (0...50 V_{eff}) und $R_k = 250$ Ω (0...5 V_{eff})

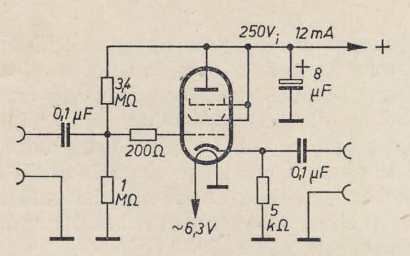


Bild 8: Anodenbasisverstärker für große Aussteuerung

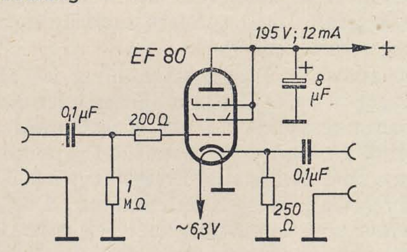


Bild 9: Anodenbasisverstärker für kleine Aussteuerung

Grenze der Aussteuerung an. (An dieser Stelle sei bemerkt, daß der Gitterstromeinsatz bei mehreren Röhren eines Typs in der gleichen Schaltung verschieden sein kann.)

Die Ausgänge der beiden Verstärker waren bei der Messung der Aussteuerungskurven mit 60 pF Gesamtkapazität belastet. Die Messung erfolgte bei 250 Hz, 25 kHz und 250 kHz.

Die maximale Aussteuerung blieb bei allen Frequenzen gleich.

Anpassung

Wurde nach den behandelten Beispielen mit einem R_k von 5 kΩ ein Ausgangswiderstand von 188,6 Ω, eine Verstärkung von 0,95 und maximale Eingangswechselspannung von 38,2 V_{eff} erreicht, so ist noch folgende Tatsache unbedingt zu beachten: Der Anodenbasisverstärker wird oftmals für Anpassungszwecke an Kabel und dgl. benutzt, wobei man den Ausgang mit dem gleichen Wert wie R_A abschließt. Das bedeutet, daß parallel zu R_k ein zusätzlicher Widerstand geschaltet wird. In dem eben genannten Beispiel wären das 188,6 Ω paralell zu 5 kΩ. Für die Verstärkung und Aussteuerung ist dann selbstverständlich der Abschlußwiderstand bzw. der resultierende Wert aus der Parallelschaltung von R_k und dem Abschlußwiderstand maßgebend.

Verstärkung und maximale Eingangsspannung sinken in diesem Fall sehr stark ab.

Anodenbasisverstärker bei hohen Frequenzen

In den bisherigen Betrachtungen wurde die Frequenzabhängigkeit vernachlässigt.

Genau wie bei einem normalen Verstärker ist die Bandbreite abhängig von der kapazitiven Belastung (C_b). Mit größer werdendem C_b sinkt die Bandbreite. Wegen des niedrigen Ausgangswiderstandes läßt sich der Anodenbasisverstärker jedoch höher belasten wie ein normaler Verstärker.

Bild 10 zeigt zum Vergleich die Verstärkung in Abhängigkeit von der Frequenz bei einem Anodenbasis- und Katoden-

basisverstärker. Die angelegten Betriebsspannungen sind in beiden Fällen gleich. Der Unterschied besteht lediglich darin, daß der Arbeitswiderstand im Anodenkreis bzw. in der Katodenleitung liegt.
Die obere Grenzfrequenz (Abfall 0,707) beträgt beim Anodenbasisverstärker ≈ 10 MHz, dem gegenüber hat der andere Verstärker nur ≈ 800 kHz.
Leider ist der Anodenbasisverstärker nicht nur in bezug auf die Verstärkung frequenzabhängig, sondern auch die maximale Aussteuerung.
Die zulässige Eingangsspannung ist abhängig von der Gegenkopplung oder dem Spannungsabfall $\mathfrak{U}_A$ am Katodenwiderstand, zu dem die Kapazität C_b parallel liegt. Mit steigender Frequenz wird der Widerstand des Kondensators, $1/\omega C_b$, kleiner und damit fällt auch R_K bzw. die Gegenkopplungsspannung $\mathfrak{U}_A$. Da $\mathfrak{U}_g = \mathfrak{U}_E - \mathfrak{U}_A$ ist, muß $\mathfrak{U}_E$ ebenfalls verringert werden, um die gleiche Gitterspannung zu erhalten. Läßt man bei steigender Frequenz die maximale Eingangsspannung konstant, so tritt eine immer größere Übersteuerung des Verstärkers ein. Bei der Übertragung von nicht sinusförmigen Spannungen (Sägezahn, Reehteckimpulse) ist diese Tatsache unbedingt zu beachten.
In Bild 11 ist der Frequenzgang der Aussteuerung nach Bild 8 mit verschiedenen Belastungskapazitäten dargestellt, in Bild 12 die Spannungsverstärkung in Abhängigkeit von der Frequenz bei den gleichen Kapazitäten.
Vergleicht man beide, so ist festzustellen, daß die Aussteuerung eher abfällt als die Verstärkung. Arbeitet man mit einer kleineren Eingangsspannung als maximal zulässig ist, läßt sich der Verstärker für ein verhältnismäßig breites Frequenzband verwenden (Tabelle 1).

Beispiel:
Ist ein Verstärkungsabfall auf den 0,7-fachen Wert zulässig, so kann man den Verstärker bei einer Belastung von 60 pF bis 10 MHz verwenden. Dabei darf die Aussteuerung nicht größer als 7,5 V sein. Die gleiche Anordnung läßt sich bei tieferen Frequenzen (100 kHz und darunter) allerdings bis 45 V aussteuern. Mit 90 pF wurde eine Grenzfrequenz von 7,5 MHz und eine Aussteuerung von 6 V erreicht. Bei 130 pF trifft das Gesagte bei 5,5 MHz und 5 V zu.
In Bild 13 ist die gleiche Schaltung wie in Bild 8 zu sehen. Als Röhre wurde ein System einer ECC 81 verwendet.
Bei einer Ausgangsbelastung von 38 pF war die obere Grenzfrequenz (Abfall 0,7) 16 MHz. Die zulässige Steuerspannung betrug dann 3,2 V_{eff}. Am Ausgang konnte man ein R_A von 210 Ω messen.

Tabelle 1

f (MHz)	C_b 60 pF		C_b 90 pF		C_b 130 pF	
	$\mathfrak{u}_{E_{eff}}$	V	$\mathfrak{u}_{E_{eff}}$	V	$\mathfrak{u}_{E_{eff}}$	V
0,1	45 V	0,95	44,5 V	0,95	43 V	0,95
1	36 V	0,95	30 V	0,93	19 V	0,88
2	25 V	0,93	18 V	0,89	11 V	0,84
5	13 V	0,85	8 V	0,78		
5,5					5 V	0,66[1])
7,5			6 V	0,66[1])		
8	8,5 V	0,73			4,2 V	0,56
10	7,5 V	0,66[1])	5,5 V	0,55	4 V	0,42

[1]) Verstärkungsabfall auf ≈ 0,7-fachen Wert.

Stabilität

Leider ist ein stabiles Arbeiten des Anodenbasisverstärkers nicht immer gewährleistet. Je nach Größe der kapazitiven Belastung kann Selbsterregung einsetzen. Die Gefahr des Schwingens nimmt nach höheren Frequenzen zu. Durch Vorschalten eines ohmschen oder frequenzabhängigen Widerstandes vor das Steuergitter kann man den Einsatz der Selbsterregung in einem geforderten Frequenzband verhindern.
In den Bildern 8 und 9 liegt ein Widerstand von 200 Ω, 0,1 W vor dem Gitter. In dem betrachteten Frequenzband konnte ein Eigenschwingen nicht festgestellt werden.

Zusammenfassung

1. Die Spannungsverstärkung bei der AB-Schaltung ist immer kleiner als 1 und steigt mit größer werdender Steilheit und größer werdendem Katodenwiderstand.
2. Auf Grund des hohen Eingangs- und kleinen Ausgangswiderstandes kann je nach Anordnung des Verstärkers eine erhebliche Leistungsverstärkung stattfinden.
3. Die maximale Eingangsspannung ist größer als bei einem normalen Verstärker und abhängig von der Verstärkung.

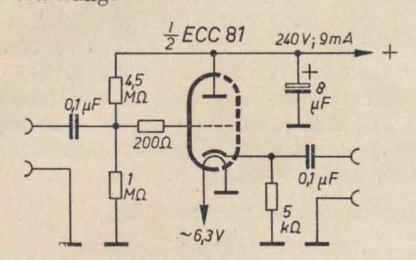


Bild 13: Anodenbasisverstärker mit einer Triode

4. Die Eingangskapazität wird wegen der starken Gegenkopplung verkleinert.
5. Der Eingangswiderstand kann je nach Anordnung des Gitterwiderstandes vergrößert werden.
6. Die Bandbreite ist größer als die eines normalen Verstärkers.
7. Aussteuerung und Spannungsverstärkung haben nicht den gleichen Frequenzgang.
8. Im Anpassungsfall (R_A = Abschlußwiderstand) ist bei der Festlegung von Aussteuerung und Verstärkung die

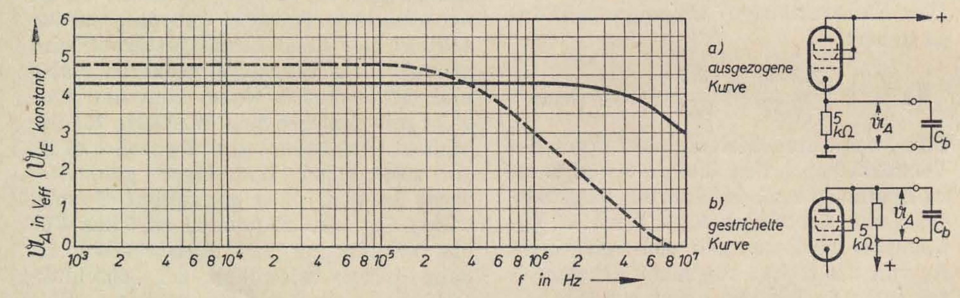


Bild 10: Frequenzgang eines Anodenbasisverstärkers (a) und eines Katodenbasisverstärkers (b) mit gleichen Arbeitswiderständen. Die kapazitive Belastung beträgt in jedem Fall 60 pF

Bild 11: Frequenzgang der Aussteuerung des Anodenbasisverstärkers nach Bild 8

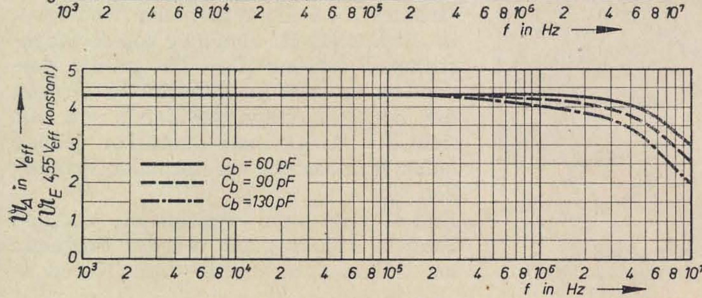


Bild 12: Frequenzgang der Spannungsverstärkung der Schaltung im Bild 8

Parallelschaltung von R_k und dem Abschlußwiderstand zu beachten.

Die wichtigsten Formeln zur Berechnung des Anodenbasisverstärkers

1. Verstärkung

$$V = \frac{S \cdot R_p}{1 + S \cdot R_p}.$$

2. Eingangswiderstand

$$R_E = \frac{R_g}{1 - V} \text{ (}R_g\text{ auf Katode).}$$

3. Eingangskapazität

$$C_E = C_{g/k}(1 - V).$$

4. Ausgangswiderstand

$$R_A = \frac{1}{S}$$

$$R_A = \frac{R_k}{1 + S \cdot R_k}.$$

5. Maximale Eingangsspannung

$$\mathfrak{U}_E = \frac{\mathfrak{U}_g}{1 - V}.$$

Schaltungsbeispiele

Bild 14 zeigt den Anodenbasisverstärker als Ausgangsstufe in einem NF-Generator. Der Ausgangswiderstand beträgt dabei ≈ 150 Ω. Diese Anordnung kann man für Ausgänge von Tongeneratoren, Rechteckgeneratoren sowie als Zwischenstufe von hochohmigen auf niederohmigen Ausgang verwenden.

In Bild 15 ist der Eingangsteil eines Meßverstärkers zu sehen. Der Katodenwiderstand ist aufgeteilt, um die Ausgangsspannung in fünf Stufen abgreifen zu können. Liegt der Spannungsteiler am Gitter der Eingangsröhre, so hat man oft Schwierigkeiten ihn „echt", d. h. frequenzlinear zu machen. Die Übertragung von Rechteckimpulsen ist dann z. B. meist nicht ganz einwandfrei. Die Schaltung ist in dieser Beziehung unkritisch und auf jeden Fall für den Nachbau zu empfehlen. Die Gittervorspannungserzeugung der zweiten Röhre erfolgt hier nicht an der Katode. Dies kann mitunter eine erhebliche Verbesserung des Frequenzganges bei den tiefen Frequenzen bringen.

Ein Gleichspannungsröhrenvoltmeter zeigt Bild 16. Die beiden Triodensysteme einer ECC 81 sind als Anodenbasisverstärker geschaltet. Das Potentiometer 20 kΩ dient zur Einstellung des Brückengleichgewichts. Mit dem 8-kΩ-Widerstand läßt sich die Linearität einwandfrei einregeln, so daß eine Eingangsspannung bis 11,5 V an die Eingangsbuchsen gelegt werden darf. Werden an Stelle einer ECC 81 zwei Röhren EF 80 als Trioden verwendet, so kann man die gleiche Schaltung für eine Eingangsspannung von 24 V verwenden, ohne daß eine Übersteuerung eintritt. Die Empfindlichkeit für die kleinste meßbare Spannung ist, wie in jeder Brückenschaltung, abhängig vom verfügbaren Instrument und der angelegten Brückenspannung. Die Schaltung zeichnet sich vor allem durch eine hohe Konstanz aus. Ein Röhrenwechsel geht kaum auf die Eichung ein. Kleine Toleranzen lassen sich mit dem Linearitätsregler (8 kΩ) wieder ausgleichen.

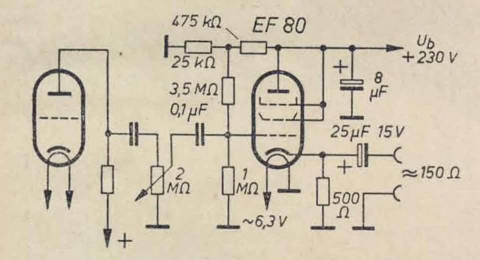


Bild 14: Anodenbasisverstärker als Impedanzwandler

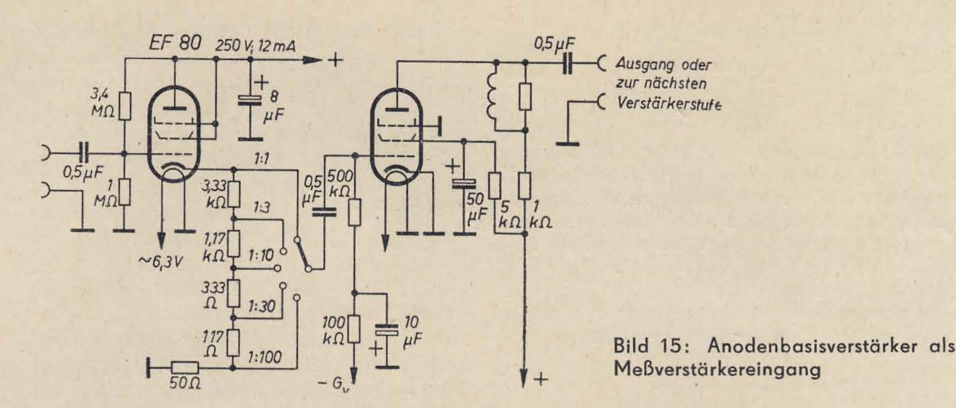


Bild 15: Anodenbasisverstärker als Meßverstärkereingang

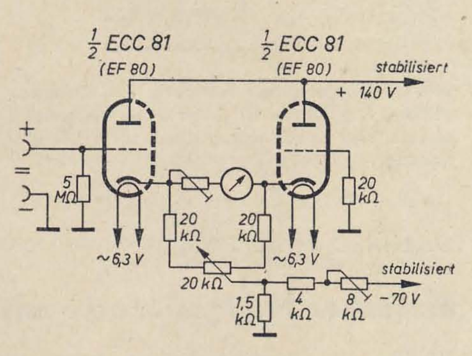


Bild 16: Anodenbasisverstärker als Röhrenvoltmeter

Gehörrichtige Lautstärkeregelung

Das menschliche Ohr ist für höchste und tiefste Töne innerhalb des hörbaren Schallwellenbereiches weniger empfindlich als für die Frequenzen um 2 kHz. Diese Eigenschaft wirkt sich außerdem bei verschiedenen Lautstärken unterschiedlich stark aus, da die Ohrempfindlichkeitskurve auch noch lautstärkeabhängig ist. So wird bei schwachen Lautstärken die Hörbarkeit hauptsächlich der niedrigen Frequenzen in stärkerem Maße vermindert als die der mittleren und hohen. Die Musikwiedergabe, die beim Rundfunkempfang fast nie so laut eingestellt werden kann, wie das Orchester eigentlich spielt, ist demnach unnatürlich.

Um eine nahezu naturgetreue Wiedergabe zu erreichen, ist es also notwendig, bei geringeren Lautstärken die Tiefen mehr zu verstärken als die Höhen und die mittleren Frequenzen. Diese Baßanhebung muß bei zunehmender Lautstärke schwächer werden, damit auch dann der natürliche Eindruck der Wiedergabe erhalten bleibt. Man bedient sich dazu in hochwertigen Geräten der gehörrichtigen Lautstärkeregler, die eine Anzapfung besitzen, von der aus ein RC-Parallelkreis zur Erde geschaltet ist (Bild 1). Dadurch tritt bei geringer Lautstärke ein stärkerer Abfall der Tonfrequenzspannung für mittlere und hohe Frequenzen ein. In fast allen modernen Industriegeräten werden derartige Schaltungen angewendet.

Es ist jedoch sehr schwer, zum Erzielen einer gehörrichtigen Wiedergabe bei selbstgebauten oder älteren Geräten gehörrichtige Lautstärkeregler — vor allem mit Schalter — zu erhalten. Durch einen kleinen Schaltkniff kann man aber auch mit einem normalen Potentiometer mit logarithmischer Kennlinie die Gehörrichtigkeit erreichen.

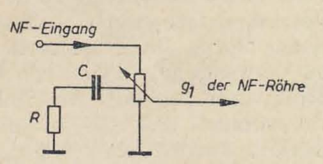


Bild 1: Gehörrichtiger Lautstärkeregler mit RC-Parallelkreis

Vom heißen Ende des Potentiometers (Bild 2) zum Schleifer müßte eine Drossel geschaltet werden, die, da sie für die Tiefen einen geringeren Widerstand darstellt als für höhere Frequenzen, eine verhältnismäßig hohe NF-Spannung im Bereich der Bässe an das Gitter der Röhre gelangen läßt. Bei größerer Lautstärke wird die Drossel nach und nach unwirksam.

Überlegungen und Versuche an verschiedenen Empfängern ergaben, daß man an Stelle der Drossel auch einen Widerstand von 0,6 bis 1,5 MΩ verwenden kann

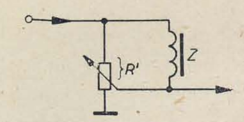


Bild 2: Der resultierende Widerstand R_{ges} aus der Parallelschaltung des eingestellten Potentiometerwertes R' und dem Wechselstromwiderstand Z der Drossel ist für niedrige Frequenzen geringer als für mittlere und hohe. Dadurch verschiebt sich die Schleiferstellung für tiefste Frequenzen scheinbar nach dem heißen Ende hin. Mit zunehmender Lautstärke wird R' geringer als Z und die Drossel damit unwirksam

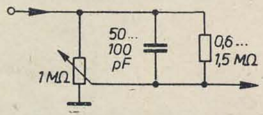


Bild 3: Gehörrichtige Regelung mit einfachen Mitteln. Die Drossel ist durch einen Widerstand ersetzt. Der Kondensator dient zur Höhenanhebung

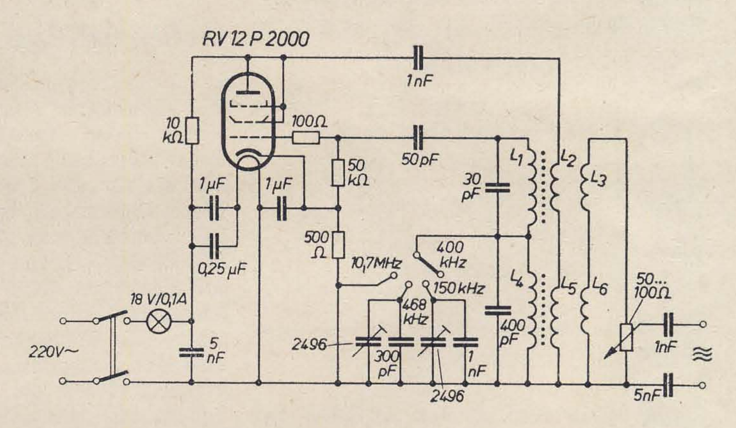
(Bild 3) und damit nahezu dieselbe Wirkung erzielt. Parallel zum Widerstand kann auch noch ein Kondensator von 50 bis 100 pF liegen, der bei geringen Lautstärken zusätzlich die Höhen anhebt, bei höchster Verstärkung ebenfalls unwirksam wird, was beim Empfang schwacher Sender der Fall ist, und somit im Fernempfang eine gewisse Beschneidung der Höhen hervorruft. Der Ortssender dagegen kann mit maximaler Höhenanhebung empfangen werden.
Diese Schaltung ist billig und bewirkt keine Beschneidung der Gesamtverstärkung, also keine Dämpfung, wie das bei den meisten komplizierten Gegenkopplungsmethoden sowie getrennten Höhen- und Tiefenanhebungen eintritt. Es ist eine zusätzliche Anhebung der hohen und tiefen Frequenzen in bestimmter Stellung des Lautstärkereglers. Der Klirrfaktor steigt dabei fast nicht. *Heinz Farchmin*

GERHARD KOALICK

Einfacher Meßgenerator mit 50-Hz-Modulation

Für den Radioamateur lohnt sich meistens der Kauf oder der Bau eines größeren Meßgenerators nicht, da der Anschaffungspreis im Verhältnis zum Gebrauch zu hoch ist. Aber ohne Meßgenerator kommt man heute beim Bau eines modernen Empfängers kaum aus. Auch der Rundfunkmechaniker kann nicht bei Reparaturen an Musikschränken seinen großen Meßgenerator mitnehmen, muß aber beispielsweise die ZF nachprüfen. Ein kleiner handlicher und auch für den Amateur erschwinglicher Meßgenerator wäre daher angebracht. Aus diesen Gründen habe ich mir, sozusagen aus der „Bastelkiste", einen Meßgenerator mit 50 Hz Modulation (Wechselstromnetz) gebaut.

Am günstigsten baut man den Generator wie einen Spulensatz auf, indem man das Grundbrett an den Wellenschalter montiert. Das Grundbrett ist etwa 100 × 80 mm groß. Auf dieses werden alle Teile, bis auf das Potentiometer, aufgebaut. Als Röhre findet am besten die altbekannte RV 12 P 2000 Verwendung, da sie einen kleinen Heizstromverbrauch hat. An Stelle des Vorwiderstandes (2,7 kΩ) ist hier ein Kondensator von 1,25 μF getreten, damit sich in dem kleinen Gehäuse nicht zu viel Wärme ansammelt. Es können aber auch andere Röhren verwendet werden, wie die AF 7, EF 12, UC 92 usw., bei denen aber der Heizkreis entsprechend geändert werden muß. Um Spulen einzusparen, werden durch Zuschalten von Kondensatoren (Abgleich durch Trimmer) die Frequenzen der ZF und die der Langwelle erwirkt. Natürlich kann der Generator auch für KW mit den entsprechenden Spulen verwendet werden. Die Abstimmung erfolgt am einfachsten



Schaltbild des Meßgenerators. Die Frequenz in der rechten Endstellung des Bereichschalters beträgt nicht 400 kHz, wie in der Schaltung irrtümlicherweise angegeben, sondern 600 kHz

an einem Rundfunkgerät. Zuerst wird der Empfänger auf 600 kHz (Prag 638 kHz) eingestellt und der Eisenkern der MW-Spule im Generator auf Maximum gedreht. Die Langwelle wird auf dem gleichen Wege geeicht, nur daß hierbei der Trimmer eingestellt werden muß. Zur Abstimmung der ZF (468 kHz) wird das Kabel des Meßgenerators an das Gitter der Mischröhre gelegt und dann ebenfalls der entsprechende Trimmer auf Maximum eingetrimmt. Der Abgleich der UKW-ZF (10,7 MHz) erfolgt nach der gleichen Methode, nur wird dabei wieder der Eisenkern abgeglichen. Um Verstimmungen zu vermeiden, sollte der Abgleich des Meßgenerators in folgender Reihenfolge durchgeführt werden:

1. UKW-ZF = 10,7 MHz
2. Mittelwelle = 600 kHz
3. Langwelle = 150 kHz
4. ZF (AM) = 468 kHz

Beim Abstimmen des Generators muß darauf geachtet werden, daß er nicht auf eine Oberwelle abgestimmt wird. Zur Kontrolle dreht man den Drehkondensator des Rundfunkempfängers durch. Auf 600 kHz muß auf der Mittelwelle das Signal am stärksten auftreten und auf 1200 kHz muß es etwas schwächer erscheinen.
Ist der Meßgenerator richtig abgestimmt, so kann er zum Abgleich von Empfängerspulen verwendet werden. Beim Abgleich der Mittel- und Langwelle wird die Oberwelle (1200 kHz und 300 kHz) für den C-Abgleich verwendet.
Da das Gerät direkt mit dem Netz in Verbindung steht, muß es berührungssicher aufgebaut werden. Es ist daher unbedingt erforderlich, die beiden Ausgangskondensatoren 1 nF und 5 nF für eine Betriebsspannung von ≧ 500 V zu bemessen.

Spulenwickeltabelle

Benennung	Wickeldaten	Bemerkungen
L 1	21 Wdg. 0,2 mm ∅ CuL	Trolitulkörper 10 mm ∅
L 2	9 Wdg. 0,2 mm ∅ CuL	Eisenkern 10 mm lang
L 3	5 Wdg. 0,2 mm ∅ CuL	
L 4	95 Wdg. 0,2 mm ∅ CuL	4-Kammerspule
L 5	17 Wdg. 0,15 mm ∅ CuL	Eisenkern 20 mm lang
L 6	17 Wdg. 0,15 mm ∅ CuL	

Inhaltsverzeichnis der Röhreninformation

Jahrgänge 1953 bis 1956

Aufstellung der bisher veröffentlichten wichtigsten Beiträge über Röhren

Literaturkritik und Bibliographie

M. P. Doluchanow

Die Ausbreitung von Funkwellen

Übersetzung aus dem Russischen
VEB Verlag Technik, Berlin
388 Seiten, 260 Bilder, 38 Tabellen, DIN B 5
Ganzlederin 44,— DM

Die Übermittlung von Signalen durch Funkwellen gewinnt immer mehr Bedeutung, sei es nun im klassischen Sinne zur Übermittlung von Nachrichten oder auch auf den sehr zahlreichen anderen Gebieten, wie z. B. bei Fernsteuerung und bei Radarverfahren. Für die technischen Ausbildungsstätten gab es hier eine empfindliche Lücke im Schrifttum, die nun geschlossen werden kann. Mit der vorliegenden Übersetzung des russischen Lehrbuches wird vornehmlich den Studierenden der Hochfrequenztechnik und der Geophysik ein erfreulich verständliches und umfassendes Werk in die Hand gegeben.
Ein besonderer Vorzug des Buches ist seine klare Gliederung, die bei der Übersetzung mit besonderer Vorsicht erhalten wurde. Es wird infolgedessen bei der Buchbesprechung auch am zweckmäßigsten sein, entsprechend dieser Gliederung die Kapitel des Buches anzugeben.
Ein einleitendes 1. Kapitel behandelt allgemeine Fragen der Wellenausbreitung, das 2. Kapitel befaßt sich dann mit der Bodenwelle. Die Einflüsse der Bodenleitfähigkeit und der Antennenhöhe über dem Erdboden werden behandelt. Hier, wie übrigens auch in fast allen Teilen des Buches, wird entsprechend seiner Bestimmung als Lehrbuch besonderer Wert auf die theoretischen Grundlagen gelegt.
Das 3. Kapitel behandelt die Ionosphäre. Als Untertitel, die den Umfang und die Arbeitsrichtung des Kapitels charakterisieren, seien hier nur erwähnt: Ionisationsprozesse und Ionisationsursachen, Entstehung der Ionosphärenschichten, Rekombination, Reflexion, Brechung, Wellenausbreitung im ionisierten Gas. Die folgenden vier Kapitel behandeln die Ausbreitungserscheinungen nach Wellenlängen geordnet, das 4. Kapitel die Längstwellen, das 5. die Lang- und Mittelwellen. In beiden Wellenlängengebieten ist die Berechnung der zu erwartenden Feldstärken die wichtigste Frage.
Im 6. Kapitel, das die Ausbreitung der Kurzwellen beschreibt, nimmt zunächst die Behandlung der Fadings großen Raum ein. Dann werden die speziellen Eigenschaften der Ionosphärenübertragung beschrieben, deren Störungen durch unregelmäßige Erscheinungen in der Ionosphäre (Ionosphärenstörungen), die Vorhersage der Bereiche brauchbarer Frequenzen (Funkberatung) und die Berechnung der Empfangsfeldstärke.
Das 7. Kapitel bringt die Ultrakurzwellenausbreitung. Es werden die verschiedenen Ausbreitungsmechanismen für UKW behandelt, die meteorologischen Einflüsse, die Feldstärkeberechnung u. a. m.
Schließlich gibt das 8. und letzte Kapitel eine Übersicht über das Gebiet der atmosphärischen Störungen.
Das Sachwörterverzeichnis als üblicher Bestandteil eines Lehrbuches fehlt ebenfalls nicht. Die Leser, besonders aus den Kreisen der Studenten, werden es bedauern, daß — von sehr wenigen Ausnahmen abgesehen — keinerlei Hinweise auf die hier relativ leichter zugänglichen Literaturstellen aus den westlichen Ländern zu finden sind. Wenn schon in der Originalausgabe diese Hinweise fehlen — das mag noch verständlich sein, da möglicherweise in der Sowjetunion die westlichen Literaturstellen nicht greifbar sind — so wäre es doch besser gewesen, sie der deutschen Übersetzung zuzufügen. In den von den deutschen Bearbeitern ergänzten Kapiteln wurden diese Literaturstellen angegeben.
Dieser kleine Schönheitsfehler sollte aber nicht die Freude über das sonst sehr gut gelungene Werk schmälern. Die Arbeit der wissenschaftlichen Bearbeiter, des Herrn Dozenten Dr. Lauter und Herrn Dipl.-Ing. Sprenger, muß hier besonders hervorgehoben werden. Sie haben in zusätzlichen Absätzen die Fortschritte seit dem Erscheinen der Originalausgabe ergänzt und damit das Buch noch wertvoller gemacht. Diese Ergänzungen waren besonders auf den Gebieten der Ionosphäre und der Ultrakurzwellenausbreitung unumgänglich.
Die saubere Arbeit der Übersetzer, K. Keller und A. Feodorow, und des Lektors, R. Frischmann, soll nicht unerwähnt bleiben. *Lange*

Friedrich Eckart

Elektronenoptische Bildwandler und Röntgenbildverstärker

Verlag Johann Ambrosius Barth, Leipzig, 1956
166 Seiten, 167 Bilder, 18 Tabellen
broschiert 23,70 DM, gebunden 25,20 DM

„Mit den elektronenoptischen Bildwandlern und Röntgenbildverstärkern stehen heute technische Geräte zur Verfügung, die in Forschung, Technik und Medizin in steigendem Umfange Anwendung finden. Sie erweitern gewissermaßen die Farbempfindlichkeit des Auges vom nahen Ultraviolett bis zum nahen Ultrarot. Bei den heute gegebenen technischen Möglichkeiten ist gleichzeitig auch eine Bildverstärkung erzielbar, so daß sich mit dem Röntgenbildverstärker neue Anwendungsgebiete der Röntgenkinematografie und der Röntgendiagnostik eröffnen."
Treffend kennzeichnen diese Sätze aus dem Vorwort die Bedeutung des Bildwandlers und der Röntgenbildverstärker für unsere Zeit. Besonders zu begrüßen ist es daher, daß mit diesem Buch erstmalig eine zusammenfassende Darstellung über diese interessanten Geräte gegeben wurde. Der Autor, maßgeblich an der Entwicklung und technischen Verwirklichung des Bildwandlers beteiligt, schöpft aus der Fülle langjährig gesammelten Materials und fügt seine eigenen wertvollen Erfahrungen hinzu. Erfreulich ist die knappe Darstellungsform, die eine Beschränkung auf nur 166 Seiten ermöglichte. Mit 167 Abbildungen und 18 Tabellen ist der leichtverständliche Text ergänzt. Hervorzuheben ist das ausgezeichnete Literaturverzeichnis, das in 297 Zitaten sämtliche Veröffentlichungen von den ersten Patenten von Farnsworth und Holst bis zu den neusten Arbeiten über Elektrolumineszenz-Lichtverstärker enthält. Daneben sind für denjenigen, der sich in die Grundlagen einarbeiten will noch 38 zusammenfassende Darstellungen z. B. über Elektronenoptik, Fotoelektronik usw. genannt.
Ausgehend von den Gesetzmäßigkeiten bei der Wahrnehmung von Lichtreizen und den lichtoptischen sowie elektronenoptischen Grundlagen wird der Leser mit der Wirkungsweise der Bildwandler und -verstärker vertraut gemacht. Ausführlich befaßt sich das Buch mit den verschiedenen Fotokatoden und den Eigenschaften der Leuchtschirme. Die Darstellung dieser Grundlagen ist so allgemein gehalten daß die beiden Abschnitte auch für den an Fotozellen und Fernsehbildröhren Interessierten wertvolle Hinweise geben.
Das der Entwicklung des Bildwandlers und der Beschreibung seiner Typen gewidmete Kapitel bringt hochinteressantes, teilweise bisher unveröffentlichtes Material. Neben den inzwischen bekanntgewordenen Typen sind Sonderausführungen, Röntgenbildverstärker und schließlich der Elektrolumineszenz-Lichtverstärker beschrieben und in Schnittzeichnungen und Bildern dargestellt.
Von allgemeiner Bedeutung sind die wertvollen Hinweise, die der Autor aus seiner großen Erfahrung für die Technologie des Bildwandlers und für seine Weiterentwicklung in dem vierten Kapitel des Buches gibt. Die Abschnitte über Hochvakuum- und Glastechnik, die Herstellung von Fotokatoden und Leuchtschirmen berücksichtigen die neusten Erkenntnisse auf diesen Gebieten. Sie geben ebenso dem jungen Wissenschaftler wie dem erfahrenen Laboringenieur wohlfundierte Arbeitshinweise. Besonders ausführlich sind die technologischen Angaben für die Herstellung von Leuchtschirmen und der zugehörigen Aluminiumfolien. Selbst eine Prüfvorschrift für Bildwandler ist nicht vergessen.
Der Anwendung des Bildwandlers, Bildverstärkers und des Röntgenbildwandlers ist ein besonderes Kapitel gewidmet. Es werden hier außer einer Reihe deutscher, amerikanischer und englischer Geräte des zweiten Weltkrieges die vielfältigen Verwendungsmöglichkeiten in Forschung und Technik geschildert.
Ein letzter Abschnitt befaßt sich mit den Grenzen der Bildwandler und Bildverstärker.
Dieses Buch, das in seiner leichtverständlichen, pädagogisch durchdachten Darstellung ein wertvolles Hilfsmittel gleichermaßen für den Studierenden wie für den Wissenschaftler und Ingenieur ist, wird zweifellos die Anwendung und Entwicklung des Bildwandlers fördern und dazu beitragen, daß er die ihm zukommende Stellung in unserer modernen Technik erlangt. Dem Korrektor sei empfohlen, bei einer Neuauflage einige übersehene Fehler in den Literaturzitaten sowie unnötige Füllwörter und ähnliche vom Diktat des Manuskriptes herrührende Schönheitsfehler zu beseitigen. *Dr. Klang*

Elektronenröhren-Physik

in Einzelberichten
Herausgegeben von Dr.-Ing. Horst Rothe
mit Beiträgen von K. Steimel, R. Cantz,
E. Gundert, L. Brück, A. Lauer, M. Müller,
W. Engbert u. a.
Franzis-Verlag, München
276 Seiten, Ganzleinen 16,80 DM

Dieses schon seit mehreren Jahren geplante Werk des bekannten Röhrenentwicklers der Telefunken GmbH, Ulm, enthält einige ausgewählte Beiträge namhafter Röhren- und Halbleiterfachleute. Die einzelnen Berichte beschäftigen sich mit schwierigeren physikalischen Problemen, die bei der Röhrenherstellung auftreten, sowie mit Messungen, die beispielsweise bei Lauffeldröhren erforderlich sind. Einige der Beiträge sind den konstruktiven, technologischen und fabrikatorischen Aufgaben gewidmet, die bei der Massenherstellung von Elektronenröhren auftreten.
Den Höchstfrequenzfachmann wird der vom Herausgeber selbst verfaßte Abschnitt über die Theorie der Grenzempfindlichkeit gittergesteuerter Röhren besonders fesseln. Interessant ist, daß die experimentellen Untersuchungen die Theorie der Geräuschzahl bei der Schirmgitterröhre weitgehend bestätigen, dagegen bei der Triode nur teilweise; das läßt darauf schließen, daß bei der Triode noch Rauschvorgänge eine Rolle spielen, deren Ursachen vorläufig noch unbekannt sind.
Im von R. Cantz bearbeiteten Abschnitt über die HF-Verstärkung mit Trioden wird eine sehr eingehende Theorie der Zwischenbasisschaltung abgeleitet. Besonders lesenswert ist hier der Abschnitt über die Wahl des Anzapfpunktes. Bei richtiger Dimensionierung der ZB-Schaltung (Anzapfverhältnis 0,3 bis 0,4) erhält man mit der EC 92 bzw. einem System der ECC 81 an einer 240-Ω-Antenne eine etwa 20- bis 30fache Verstärkung in der HF-Stufe.
Mit der Theorie der Gitterbasisschaltung beschäftigen sich zwei Beiträge. Erwin Willwacher gibt eine allgemeine Theorie dieser für UKW-Sender wichtigen Schaltungsart der Röhre; Lothar Brück beschäftigt sich mit den auftretenden Verzerrungen bei der Verstärkung von FM-Signalen in Trioden bei GB-Schaltung.
Diese kleine Auslese möge genügen, um darzulegen, wie wichtig das vorliegende Werk für den Röhrenfachmann ist. Daß auch die Halbleitertheorie zu ihrem Recht kommt, beweisen die von Engbert, Malsch und Beneking bearbeiteten beiden Abschnitte über die „statische Kennlinie der Germaniumdiode" und „Sperrschichten in Germaniumeinkristallen".
Das Buch ist nicht leicht zu lesen. Es verlangt gut fundierte Kenntnisse in der Mathematik und Elektronenphysik. Es eignet sich daher in erster Linie als Lehrbuch für den Studierenden an einer Technischen Hochschule bzw. Universität sowie für den wissenschaftlich arbeitenden Ingenieur. Der Druck und die Ausstattung des Buches im telefunkenblauen Einband sind hervorragend. Die jedem der 15 Einzelbeiträge angehängte Literaturzusammenstellung sowie die am Schluß des Buches angefügte Zusammenstellung von Telefunken-Veröffentlichungen über Röhrenprobleme machen das Buch besonders wertvoll. *Taeger*

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

RÖHRENINFORMATION EZ 81

bearbeitet von Ing. Fritz Kunze

EZ 81

Maximale Kolbenabmessungen

Anschluß der Sockelstifte, von unten gegen die Stifte gesehen

Aufbau

Miniaturröhre mit neun Stiften (Novalröhre). Beide Systeme sind übereinander auf einem Preßteller aufgebaut und haben eine gemeinsame Katode sowie einen gemeinsamen Heizfaden.

Verwendung

Indirekt geheizte Zweiweg-Netzgleichrichterröhre für größere Rundfunkempfänger mit Gegentaktendstufe, für die eine EZ 80 nicht mehr ausreicht, sowie für Wechselstromfernsehempfänger. Zwischen Katode und Heizfaden ist eine Spitzenspannung von 500 V zugelassen, so daß der Heizfaden der EZ 81 mit den Heizfäden der übrigen Empfängerröhren aus einer Wicklung des Netztransformators gespeist werden kann.

Bei Verwendung einer indirekt geheizten Netzgleichrichterröhre brauchen die Elektrolytkondensatoren der Siebkette nicht so spannungsfest zu sein wie bei Verwendung einer direkt geheizten Gleichrichterröhre. Während sich im letzteren Falle die Elektrolytkondensatoren beim Einschalten des Gerätes sofort auf den Scheitelwert der Wechselspannung aufladen (bei $U_T = 300$ V also auf 425 V) und die Spannung dann mit dem Einsetzen der Emission der Empfängerröhren allmählich auf ihren Endwert absinkt, steigt bei indirekt geheizten Gleichrichterröhren die Spannung am Elektrolytkondensator auch erst allmählich in dem Maße an, wie die Katode der Gleichrichterröhre warm wird. Sie erreicht ihren Endwert erst in etwa 15 s. Da also nie der Scheitelwert der Transformatorspannung auftreten kann, weil inzwischen ja auch die Empfängerröhren emittieren, genügen jetzt Elektrolytkondensatoren für eine Betriebsspannung ungefähr 5% über dem Spannungsendwert, der sich im Gerät einstellt. Dieser Wert kann aus den Entladekurven entnommen werden. Beispielsweise stellt sich bei einem Strombedarf des Gerätes von 130 mA und $R_F = 300\ \Omega$ eine Gleichspannung von 282 V ein, so daß ein Elektrolytkondensator für eine Betriebsspannung von 300 V genügt, während bei einer direkt geheizten Gleichrichterröhre ein solcher für eine Betriebsspannung von 450 V verwendet werden müßte.

Hersteller

VEB Funkwerk Erfurt.

Heizung

Indirekt geheizte Oxydkatode für Wechselstromheizung, Parallelspeisung.

Heizspannung	U_f	6,3	V
Heizstrom	I_f	1	A

Betriebswerte

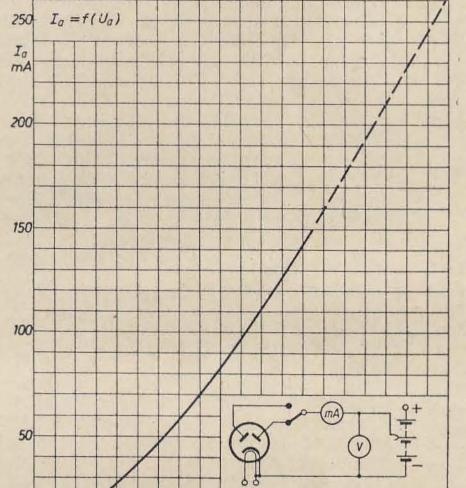
$U_{Tr\,eff}$	2 × 250	2 × 300	2 × 350	V
C_L	50	50	50	µF
$R_{E\,min}$[1]	2 × 160	2 × 200	2 × 240	Ω
$\bar{I}_{max}$	150	150	150	mA
Es beträgt $\bar{U}$	243	293	348	V

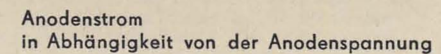
Grenzwerte

Transformatorspannung	$U_{Tr\,eff}$	2 × 350	V
Ladekondensator	$C_{L\,max}$	50	µF
entnehmbarer gleichgerichteter Strom	$\bar{I}_{max}$	150	mA
Anodenspitzenstrom	$\hat{i}_{a\,max}$	450	mA
Spannung zwischen Heizfaden und Katode, Scheitelwert (+ k, — f)	$\hat{u}_{f/k\,max}$	500	V

[1]) $R_E = R_s + ü^2 R_p + R_v$.

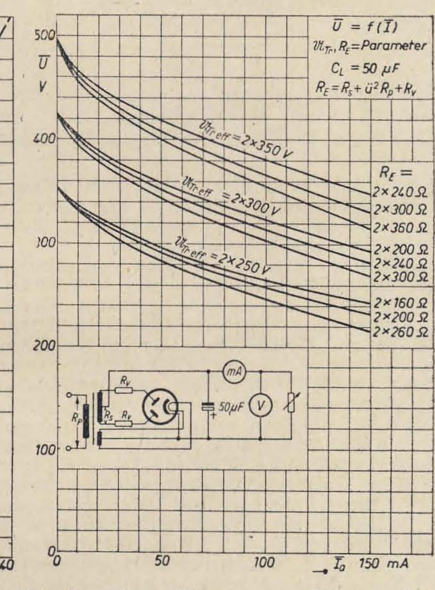
Innenwiderstandskurve





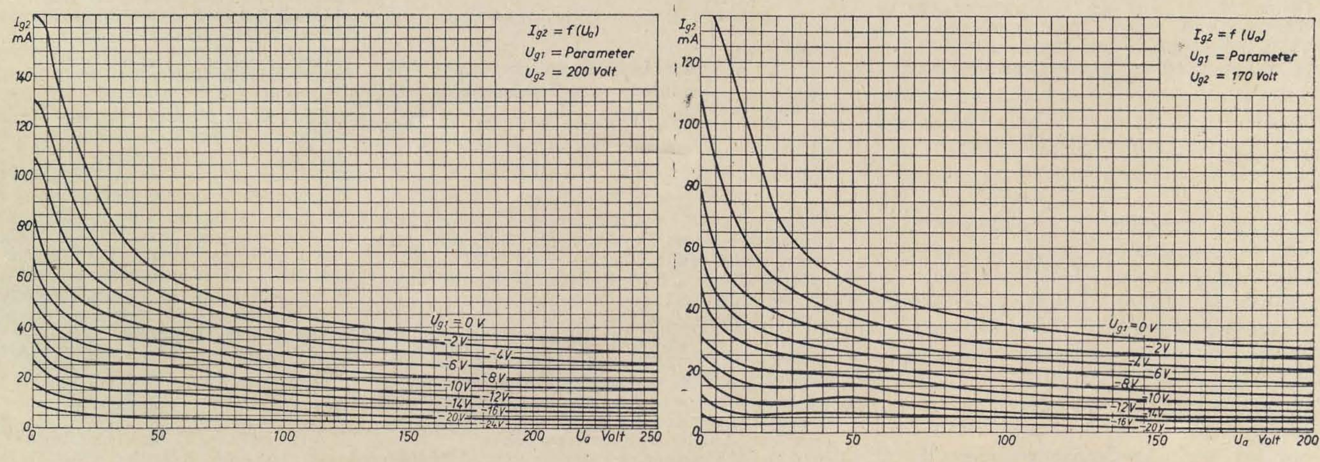
Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung

Entladekurven



Gleichgerichtete Spannung in Abhängigkeit vom gleichgerichteten Strom

Nachtrag zur ECL 82 [siehe RADIO UND FERNSEHEN Hefte 21 und 23 (1956)]



$U_{g2} = 200$ V Schirmgitterstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung $U_{g2} = 170$ V

Chronik der Nachrichtentechnik

Von Dipl.-Ing. HANS SCHULZE-MANITIUS

1898

Philipp Lenard entdeckt die Steuerbarkeit des Elektronenstromes. Diese Entdeckung wurde später für den modernen Rundfunk grundlegend.

1898

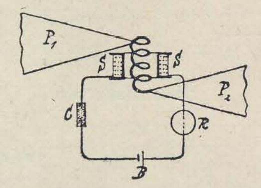
Der kanadische Physiker R. A. Fessenden stellt die ersten Versuche mit drahtloser Telefonie an.

1898

Es wird die Gesellschaft für drahtlose Telegrafie System Professor Braun und Siemens & Halske m.b.H. gegründet.

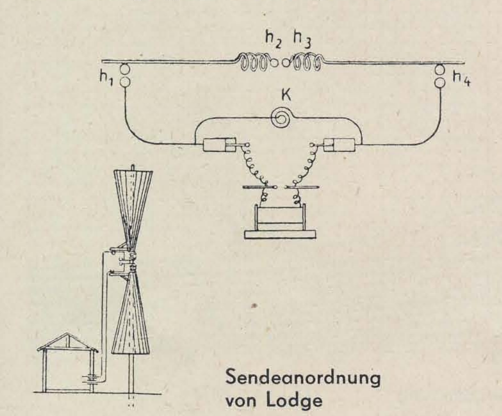
23. 1. 1898

Oliver Lodge und Muirhead melden ein Patent auf drahtlose Übertragung von Morsezeichen an, die durch Induktion übertragen und mit Kopfhörer aufgenommen werden sollten. Sie gingen hierbei von der Überlegung aus, daß diejenigen Vorrichtungen, die elektrische Schwingungen an den Äther abgeben oder aus diesem aufnehmen sollen, mit den übrigen Teilen der komplizierten Sende- und



System der „synthonen" Telegrafie von Lodge und Muirhead. P – Metallbleche, S – Spule, C – Kohärer, R – Relais oder Telegraf, B – Batterie

Empfangsapparate nicht in elektrisch leitender Verbindung stehen sollen. Das von ihnen geschaffene System der „synthonen" Telegrafie verwirklichte diese Trennung und gab zugleich die Möglichkeit, diese Vorrichtungen auf beiden Stationen gleichartig zu gestalten. Lodge benutzte einen mit großen Flügeln (capacity areas) versehenen Hertzschen Erreger als Sender. Um einerseits Sender und Empfänger aufeinander abstimmen zu können und um andererseits die Schwingungen weniger zu dämpfen, legte er in denselben eine Selbstinduktionsspule, deren Länge veränderlich war. Er gab jedoch gleichzeitig noch eine Anordnung nach den untenstehenden Bildern an, bei der er Leydener Flaschen anwendete, ohne jedoch dem Leydener Flaschenkreis in seiner Patentschrift eine ausschlaggebende Bedeutung beizumessen. Er sagte ausdrücklich, daß die Entladung zwischen den Kugeln h_2 und h_3 das Entscheidende sei. Er führte dann weiter an, daß man diese Funkenstrecke weglassen könne, indem die Oszillationen dann von den Zuführungsfunkenstrecken h_1 und h_4 aus erregt werden. Der Sender selbst sollte also ein von dem Leydener Flaschenkreis unabhängig schwingendes System darstellen. Demgegenüber war das Charakteristische des Braunschen Schwingungskreises (siehe 13. 7. 1898), daß die vom Sender auszustrahlenden Schwingungen schon im Leydener Flaschenkreis selbst entstanden. Er stellte diesen sowie seine ganze Anordnung so her, daß die Funken, welche stets Energieverluste bedingen, auf die denkbar kleinste Zahl vermindert waren und der einzig bleibende außerdem in den mit großen Kapazitäten versehenen Hauptkreis verlegt war, wo man seinen dämpfenden Einfluß gering machen konnte.



Sendeanordnung von Lodge

Frühjahr 1898

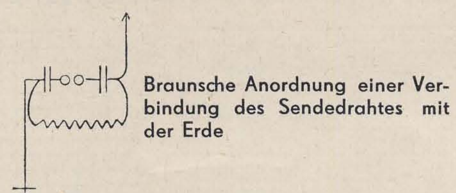
Durch Zusammenarbeit des Hauptmanns Bartsch v. Sigsfeld der Luftschifferabteilung, des Professors Slaby und der Firma Siemens & Halske gelingt es, zwischen Berlin und Jüterbog (63 km) mit Hilfe von 500 m langen Drähten, die durch Fesselballons hochgeführt wurden, drahtlose Verbindung herzustellen und Nachrichten zu übermitteln. Auf dieser Grundlage wurden fahrbare Feldstationen entwickelt, die den Truppen schnell folgen und rasch auf- und abgebaut werden konnten. Zum Hochbringen der Drähte konstruierte Bartsch v. Sigsfeld kleine Drachenballons und (für stärkeren Wind) Leinwanddrachen, die ein mehrere 100 m langes dünnes Kabel, das gleichzeitig als Haltekabel und als Sende- und Empfangsdraht diente, in die Höhe führen konnten. Zahlreiche mühselige Versuche waren notwendig, um die am besten geeignete Form fahrbarer Feldstationen zu entwickeln.

Sommer 1898

Professor Slaby, der für seine drahtlosen Telegrafierversuche 100 m lange Drähte verwendete, die etwa 2 m über der Erdoberfläche ausgespannt waren, unternimmt, um die Wirkung auf größeren Entfernungen zu studieren, mit dem Telegrafen-Ingenieurbüro des Reichspostamtes Versuche am Müggelsee bei Berlin. Wohl kamen die Zeichen an, aber zwischen vielen richtig ankommenden fehlten doch manche, die Schriftzeichen waren noch sehr lang, und die Telegrafiergeschwindigkeit war noch niedrig. Diese Versuche zeigten, daß man mit Hilfe waagerecht gespannter Drähte Zeichen auf Entfernungen von 5,7 km übertragen konnte.

13. 7. 1898

Dr. Ferdinand Braun in Straßburg erhält das Deutsche Reichspatent auf ein „Telegrafiesystem ohne fortlaufende Leitung". Mit dieser Urkunde, die auch die Konstruktion betraf, die er auf der Speisekarte der Kammerzellschen Weinstube entworfen hatte, erhielt er das erste deutsche Patent auf sein System der drahtlosen Telegrafie, bei dem gekoppelte Schwingungskreise den Funken aus der Antenne in den geschlossenen Kondensatorkreis verlagerten. Leider wurde von diesem Patent auch in deutschen Fachkreisen keine Kenntnis genommen, so daß Braun auf die bescheidenen Mittel angewiesen war, die er aus dem Fundus des Straßburger physikalischen Institutes entnehmen konnte oder die er aus eigener Tasche bezahlen mußte.



Braunsche Anordnung einer Verbindung des Sendedrahtes mit der Erde

Braun erprobte die direkte und induktive Erregung aus einem Leydener Flaschenkreis und stellte deren große Überlegenheit fest. Gleichzeitig prüfte er den Einfluß der Verbindung des Sendedrahtes mit der Erde (s. Bild) und fand hierbei Anordnungen, bei denen die Verbindung mit der Erde nützlich, andere, bei denen sie unwesentlich war, und solche, bei denen sie sich direkt schädlich auswirkte. Schon bei seinen ersten Versuchen zeigte sich aber klar, daß eine Anordnung nur günstig war, wenn sie die Kombination „Leydener Flaschenkreise mit direkt oder induktiv angeschlossenem Sender" enthielt. Diese Kombination stellte den „wesentlichen und notwendigen Bestandteil aller wirksamen Senderanordnungen" dar. Braun beschrieb daher in seiner Patentschrift nur diesen, allen gut wirkenden Anordnungen gemeinschaftlichen Teil, während er die Verbindung mit der Erde nicht in ihr besprach. Er mußte außerdem mit der Möglichkeit rechnen, daß Marconi das alleinige Recht zugesprochen werden konnte, im Sender eine Verbindung mit der Erde zu verwenden. In diesem Falle würde man sich eventuell auf Ausführungsformen beschränkt haben, für die schon damals eine Verbindung mit der Erde als unnötig erkannt war. Später zeigte es sich außerdem, daß dort, wo anfangs Erdverbindung notwendig erschien, sie weder das einzige noch das beste Mittel darstellte, sondern daß sie wirksamer durch andere Anordnungen ersetzt wurde.

20. 7. 1898

Die irische Zeitung „Dublin Express" gibt als erste Zeitung der Welt Marconi den Auftrag, ihr auf drahtlosem Wege einen Bericht von der Kingstown-Regatta zu übermitteln. Der Schlepper „Flying Huntress" folgte den Jachten auf die Irische See hinaus und der an Bord befindliche Marconi sandte zur Landstation in Kingstown, die mit Dublin in telefonischer Verbindung stand, seine Eindrücke. Dies war der erste drahtlose Sportbericht der Erde.

August 1898

Das englische Königshaus wendet der Erfindung Marconis aus einem besonderen Grunde besondere Aufmerksamkeit zu.
Der Prinz von Wales, der spätere König Eduard VII., hatte sich ernstlich am Knie verletzt und war gezwungen, an Bord seiner Yacht „Osborne" zu bleiben. Ein Mitglied des Hofstaates schlug vor, mit Hilfe der drahtlosen Telegrafie, von der man in diesen Monaten so mancherlei gehört hatte, die Verbindung zwischen der Mutter, der Königin Viktoria und dem Sohn herzustellen. Marconi selbst berichtete hierüber: „Unmittelbar, nachdem ich meine Experimente in Kingstown beendet hatte, bekam ich den Auftrag, eine drahtlose Station auf der königlichen Jacht und im Hause Osborne zu errichten, damit sich die Königin mit ihrem Sohne, dem Prinzen of Wales, während seiner häufigen Fahrten verständigen konnte. Es gelang mir, die Funkenlänge erheblich zu vergrößern und die Reichweite der Sendungen zu steigern. Sende- und Empfangsstation waren einander durch verhältnismäßig hohe Hügel verdeckt, die die Verständigungsmöglichkeit in keiner Weise beeinträchtigten. 16 Tage lang wurde die Verbindung zwischen der Jacht und dem Schloß ununterbrochen aufrechterhalten, ohne jeglichen Zwischenfall."
Zwischen dem Prinzen und seiner Mutter wurden 150 Nachrichten mit einer Sendegeschwindigkeit von durchschnittlich 15 Worten in der Minute gesendet. Die „Times" berichtete über diese drahtlosen Telegrafieversuche und brachte Berichte über den Gesundheitszustand des Prinzen of Wales. Die letzte zum Schloß gesendete Nachricht ging über eine Entfernung von acht Meilen (etwa 15 km).

5. 10. 1898

Das Nürnberger Werk der Elektrizitäts-AG, vorm. Schuckert & Co., unternimmt einen größeren praktischen Versuch mit der lichtelektrischen Telegrafie des Brünner Professors Karl Zickler. Als Strahlensender wurde ein aus Neusilber gefertigter Scheinwerfer verwendet, ein Metallspiegel von 800 mm Durchmesser und 200 mm Brennweite. Die mit selbsttätiger Regelung versehene Bogenlampe hatte 47 V Spannung und 60 A Stromstärke. Da die Kohlenstäbe waagerecht in der Spiegelachse angeordnet waren, konnten nur die vom Spiegel zurückgeworfenen Strahlen verwendet werden. Der Empfänger ähnelte dem unter 1898 erwähnten. Zur Vereinfachung der Anordnung blendete man die ultravioletten Strahlen durch Vorsetzen einer Glasplatte am Empfänger ab. Während der Dauer der Versuche war keine Verständigung zwischen den beiden Stationen nötig.

1899

E. Wiechert führt für die Braunsche Röhre die lange koaxiale Konzentrationsspule zur Erhöhung der Fleckschärfe ein.